Herbert Sax

Hi-Fi-IC-Verstärker mit 20 W

Dieser Beitrag beschreibt den speziell für Hi-Fi-Endstufen konzipierten 20W-IC TDA 2030, den man sowohl mit symmetrischer als auch mit unsymmetrischer Versorgungsspannung betreiben kann.

Konzeption des ICs

Um den vielfältigen Anforderungen moderner Hi-Fi-Endstufen gerecht werden zu können, erwartet man von einem IC – der ja die bisherigen diskreten Schaltungen ablösen soll – eine zumindest gleichwertige Schaltungsflexibilität bei gesteigerter Zuverlässigkeit. Ebenso wird erwartet, daß er auch Funktionen enthält, die in diskreten Konzepten oft nicht vorhanden sind, weil ihre Realisierung zu aufwendig und kostspielig wäre. Der Anwender wünscht sich einerseits eine erhebliche Bauteileeinsparung, um zusätzlichen Raum zu gewinnen, möchte aber andererseits in seiner Konzeptphilosophie nicht zu sehr eingeengt werden.

Aus diesen Überlegungen heraus wurde das Pentawatt-Gehäuse gewählt, das Montageflexibilität bietet und die zwangsläufig anfallende Verlustleistung problemlos bewältigt, die bei den typischen Ausgangsleistungen nach *Bild 1* auftritt. Daß die dem IC eigenen Funktionen wie Thermal-Shut-down, SOA- und AC short circuit protection, sowie Low Noise und internal Compensation, der Zuverlässigkeit und einfacheren Handhabung dienen, ist dem Einführungsbeitrag in Heft 20 zu entnehmen, worin auch die Begriffe näher erläutert wurden.

Außenbeschaltung und Funktion

Wie schon erwähnt, eignet sich das IC sowohl für symmetrische als auch für unsymmetrische Versorgungsspannung, auch „Split Power Supply" bzw. „Single Power Supply" genannt. Voraussetzung hierfür ist, daß zwischen den Eingängen Pin 1 und 2 sowie dem Ausgang Pin 4 bei geschlossener Gegenkopplung (ohne Signal), wie bei einem Operationsverstärker, keine differentielle Gleichspannung vorhanden ist.

Bild 2 zeigt die Standardschaltung für Split Power Supply. Da der Eingang Pin 1 über R3 gleichspannungsmässig an Masse liegt, führt der Ausgang ebenfalls 0-Potential, so daß der Lautsprecher R_L direkt angeschlossen werden kann, ohne daß ein Koppel-C erforderlich ist. Die Gleichspannungsgegenkopplung in den invertierenden Eingang (Pin 2) erfolgt über R 4.
Er bildet mit dem RC-Glied R5/C3 einen Wechselspannungsteiler, der die gewünschte Verstärkung bestimmt.

$$\frac{Vout}{Vin} = 1 + \frac{R4}{R5}$$

Die untere Grenzfrequenz des Verstärkers, die überwiegend von C3 und R5 abhängig ist, errechnet sich nach:

$$f_U = \frac{1}{2\pi \cdot R5 : C3}.$$

Um das IC vor Spannungsspitzen zu schützen, sind die Dioden D1 und D2 erforderlich. Sie verhindern auch, daß das IC durch Ein- und Ausschalten von R_L zerstört wird. Das Boucherot-Glied R6/C5 und die Kondensatoren C4/C7 verhindern, daß die Schaltung schwingt.

Die typische Standardschaltung für „Single Power Supply" (*Bild 3*) wird zum Nachbau vorgeschlagen; das Layout hierzu kann man *Bild 4* entnehmen. Im Unterschied zur Schaltung nach Bild 2 ist ein Mittenspannungsteiler erforderlich, der von den Widerständen R1 und R2 gebildet wird. C2 siebt die Mittenspannung, die hochohmig über R3 dem nichtinvertierenden Eingang des ICs zugeführt wird. Zur Gleichspannungsabtrennung des Ein- und Ausganges sind zusätzlich die Kondensatoren C1 und C6 notwendig.

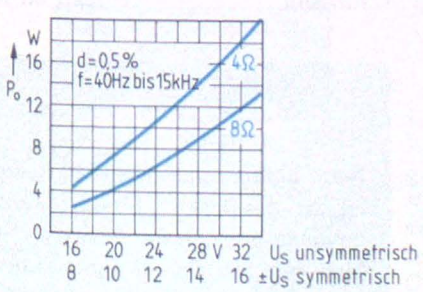
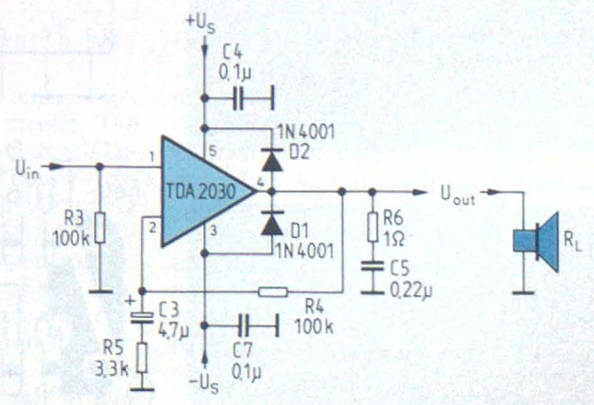


Bild 1. Ausgangsleistung in Abhängigkeit der Versorgungsspannung mit 4 Ω und 8 Ω Lastwiderstand bei 0,5 % Klirrfaktor

Bild 2. ▶ Standardschaltung für „Split Power Supply"



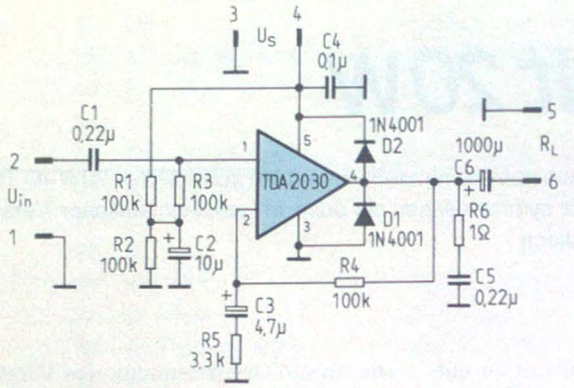


Bild 3. Standardschaltung für „Single Power Supply"

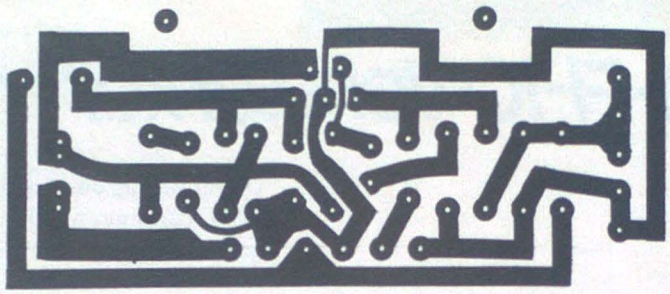


Bild 4. Layout der Schaltung nach Bild 3

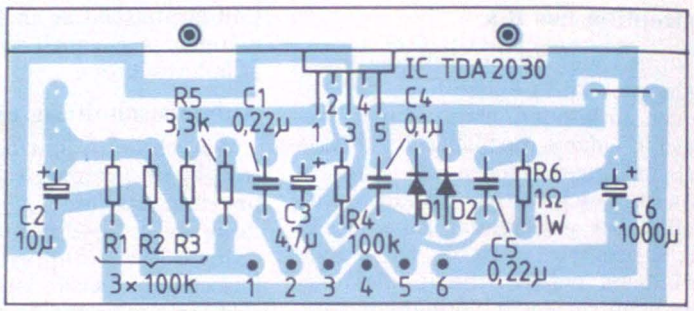


Bild 5. ▶
Bestückungsplan der Schaltung nach Bild 3

Hinweise zum Aufbau

Bild 4 zeigt das Layout, *Bild* 5 den dazugehörigen Bestückungsplan der Schaltung nach Bild 3. Der Wärmewiderstand des Kühlkörpers sollte nicht über 4°K/W liegen, um eine Überhitzung des ICs zu vermeiden. Wer die Schaltung nach Bild 2 aufbauen möchte, muß das Gehäuse des ICs, mit einer Glimmerscheibe gegen den Kühlkörper isolieren, da dies mit Pin 3 verbunden ist. Die technischen Daten sind aus der *Tabelle* 1 zu entnehmen, die Stückliste aus der *Tabelle* 2. Eine erweiterte Schaltung des TDA 2030, mit der bis zu 50W Nf-Leistung möglich sind, wird im nächsten Beitrag vorgestellt.

Tabelle 1: Technische Daten

Versorgungs-spannung:	max. 34 V (R_L = 4 Ω), 36 V (R_L = 8 Ω)
Lastwiderstand:	min 4 Ω
Ausgangsleistung:	siehe Bild 1
Verstärkung:	30 dB (Änderung durch R4)
Ruhestrom:	40 mA

Tabelle 2: Stückliste

IC TDA 2030	C1 0,22 µ
R1 100 k	C2 10 µ 25 V Elko
R2 100 k	C3 4,7 µ 25 V Elko
R3 100 k	C4 0,1 µ
R4 100 k	C5 0,22 µ
R5 3,3 k	C6 1000 µ 25 V Elko
R6 1 Ω	C7 0,1 µ (nur in Bild 2)
D1 1N4001	
D2 1N4001	

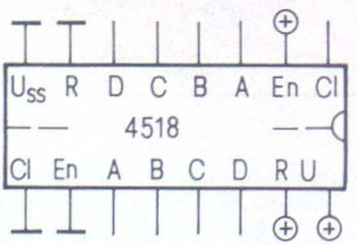
Ergänzung zu

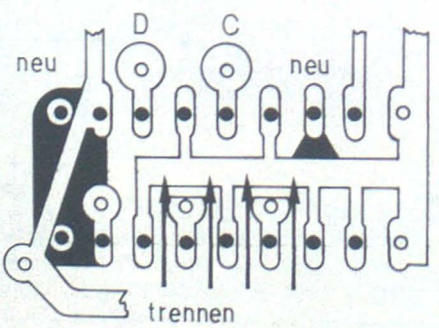
Drehzahl- und Schließwinkelmesser

FUNKSCHAU 1979, Heft 22/23

Sollte der Baustein FZJ 145 (oder FZJ 141/141A/145A) nicht erhältlich sein, lassen sich auch verschiedene MOS-Zähler (B-Typen für 18 V) verwenden. Diese weisen zwar nicht die hohe dynamische Störsicherheit des LSL-Zählers auf, sind aber zum Eichen geeignet. Der Betriebsspannungsbereich ist dann 8...18 V. Das Eichsignal Ü mit einem Schließwinkel von 90 % steht jedoch nicht mehr zur Verfügung. Der Dual-Dezimalzähler 4518 (zum Beispiel MC14518BCP) ist am preiswertesten, obwohl nur ein Zähler verwendet wird. Er benötigt nur wenige Leiterbahnänderungen, die hier im *Bild* angegeben sind (Bauteileseite). Es werden zwei neue Löcher gebohrt und das IC um ein Raster verschoben eingesetzt (ausgefüllte Bohrungen). Die ±-Leitung zwischen den Anschlußreihen wird viermal unterbrochen, um die Ausgänge zu isolieren, und die vier anderen Pins werden an Masse bzw. an $+U_{Bat}$ angeschlossen.

Hubert Ihringer





Endlich!

Nach anfänglichen Schwierigkeiten ist jetzt der Bausatz für die „Mikrocomputergesteuerte Funkuhr im Mini-Format" (Bauanleitung in den Heften 14...18 der FUNKSCHAU 1979) vom Fachhandel lieferbar. Der Preis (ohne Netzteil und Gehäuse) liegt etwa bei 350 DM.

Eugen Haag

Funkuhr mit Mitternachtsdetektor

2. Teil

Hinweise zum Zusammenbau

Die Antenne, der Überlagerungsempfänger und der Sekundentaktverstärker sind durch schaltungstechnische Maßnahmen auf größtmögliche Unempfindlichkeit gegen Empfangsstörungen ausgelegt. Dies ergibt als Nebenwirkung auch eine weitgehende Unempfindlichkeit gegen Störungen, die durch die digitalen Signalsprünge des Logikteils auftreten. Es sind im wesentlichen drei Schaltungsteile, die diese Störungssicherheit bewirken.

Als erstes ist die Antenne symmetrisch aufgebaut. Dies bewirkt in Verbindung mit der hohen Gleichtaktunterdrückung des Empfängerschaltkreises TCA 440, daß alle von der Antenne aufgenommenen Signale, die nicht der Resonanzfrequenz entsprechen, sich im Empfänger selbst auslöschen. Dies ist dadurch möglich, weil die kapazitiv einstreuenden Störsignale an den Empfängereingängen gleichphasig und mit gleicher Amplitude auftreten.

Die zweite Maßnahme betrifft den Zf-Verstärker. Es ist bei räumlich engem Aufbau nicht vermeidbar, daß Störsignale in die Schwingkreise einstreuen. Die gewählte Anordnung einer kapazitiven Fußpunktauskopplung mit 0,33 µF (C7 in Bild 5) verschafft dem Eingang des Zf-Verstärkers eine so niedrige Impedanz, daß Störungen sich praktisch nicht auswirken können.

Die dritte Maßnahme schließlich ist die bereits beschriebene Hysteresesschaltung des Sekundentaktverstärkers.

Alle diese Maßnahmen zusammen bewirken, daß Antenne, Empfänger und Logikteil auf engstem Raum aufgebaut werden können, ohne daß eine gegenseitige Beeinflussung feststellbar ist.

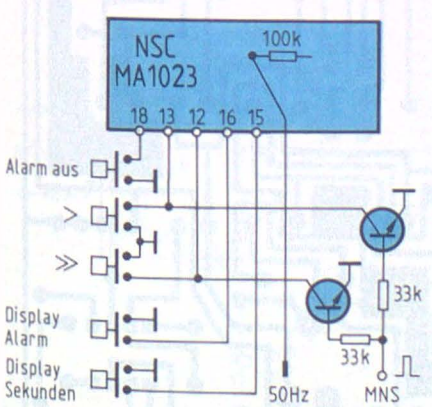


Bild 12. Beispiel zur Ansteuerung eines Uhrenmoduls

Bei Zusammenbau mit einer Uhr, deren Anzeige im Multiplexbetrieb arbeitet, sind jedoch Grenzen gesetzt. Dort werden hohe Ströme oder hohe Spannungen geschaltet. Es hängt daher von der Empfangsfeldstärke des DCF 77 ab, ob eine solche Anordnung noch störungsfrei arbeitet. Daher hilft in solchen Fällen nur ein Versuch.

Inbetriebnahme

Empfangsteil A

Antenne ca. 1 m vom Verstärker entfernt aufstellen. Der Antennenstab soll quer zu der Richtung nach Frankfurt-Mainflingen stehen. Verstärker an Spannungsquelle 9 V legen, die Stromaufnahme muß ca. 3...5 mA betragen.

Drehspulinstrument ca. 500 µA/1 kΩ an Empfänger-Ausgang anschließen, Abstimmbereich der Spule L 2 durchdrehen. Ergibt sich dadurch kein Ausschlag am Instrument und steht auch kein Oszilloskop zur Verfügung, empfiehlt es sich, einen auf 77,5 kHz abstimmbaren Signalgenerator mit ca. 5 Windungen an die Ferritantenne anzukoppeln und sowohl Antenne als auch L 2 auf Maximum abzugleichen. Auch mit einem Grid-Dip-Meter ist die Grobabstimmung leicht durchführbar. Stehen jedoch keine Meßgeräte zur Verfügung und ist gleichzeitig der eigene Standort mehrere 100 km von Frankfurt entfernt, dann ist es schwierig, auf den Sender abzugleichen, da der Empfänger zunächst kein Ausgangssignal liefert.

Trimmer 1 wird durch einen Festkondensator von 100 pF ersetzt. Die Abstimmung geschieht dann durch Lageänderung der Spule auf dem Ferritstab. Gelingt es damit nicht, Empfang zu erzielen, kann man die 330 pF ablöten und gleichzeitig den Kondensator C 4 von 2700 pF durch 680 pF ersetzen. Der Empfänger ist dadurch auf den Deutschlandfunk abgestimmt, der mit der doppelten Frequenz von 155 kHz sendet. Da dieser überall mit großer Feldstärke einfällt, ist es erheblich einfacher, den Empfänger zu überprüfen.

Empfangsteil B

Für die erste Inbetriebnahme ist kein Frequenzmesser erforderlich, wichtig ist nur, daß der Quarzoszillator überhaupt schwingt. Eine vorhandene Frequenzabweichung wird beim Abstimmen der Zf-Kreise ausgeglichen. Bei der ausgezeichneten Empfindlichkeit des Empfängers ist eine vorübergehende Abstimmung auf den Deutschlandfunk nicht erforderlich. Ist die Antenne auf den Standort des DCF 77 ausgerichtet, dann kann praktisch immer der DCF 77 empfangen werden. Etwas schwieriger ist es schon, die Antenne abzugleichen. Der Abgleich geschieht auch hier durch Herausziehen des Ferritstabes aus der Antennenspule. Durch Nähern eines zweiten Ferritstabes kann bei zu kleiner Spuleninduktivität der Bereich auch nach höheren L-Werten erweitert werden.

Wichtig ist, den Ferritkern und Spulenkörper nach erfolgtem Abgleich miteinander zu verkleben, da die richtige Abstimmstellung sehr schmal ist. Es empfiehlt sich, den Zf-Feinabgleich mit abgeschalteter Regelung durchzuführen. Hierzu genügt es, eine Gleichspannung von ca. 1,5 V an den 47-µF-Kondensator anzulegen und den 120-kΩ-Widerstand abzulöten.

Inbetriebnahme der Signalformer- und Logikschaltung

Es wird vorausgesetzt, daß ein CMOS-Logikprüfstift – oder noch besser ein Skope – zur Verfügung steht. Das vom Empfänger kommende Signal wird im Komparator 3 des LM 339 verstärkt. Die Ansprechschwelle des Komparators liegt bei 200...300 mV Amplitude des Sekundenimpulses. Am Ausgang des Komparators (Pin 14) muß das Sekundensignal des DCF 77 praktisch mit der vollen Amplitude der Versorgungsspannung stehen. In der nachgeschalteten Nand-Stufe wird es in der Polarität um 180° gedreht. Dieses Signal steuert nun alle weiteren Vorgänge. Die wesentlichen Signale sind im Impulsplan (Bild 9) dargestellt.

Schließt man den Decoder (Pin 11 des LM 339) nach Masse kurz, dann tritt ein Quasi-Mitternachtssignal jede Minute

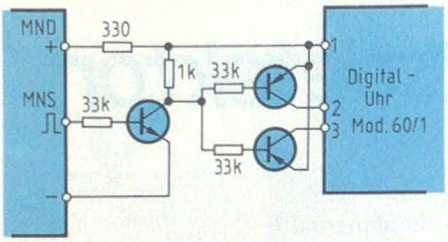


Bild 13. Beispiel zur Ansteuerung eines Moduls mit getakteten Kaltkatoden-Anzeigen

auf. Dies erleichtert die Funktionskontrolle erheblich.

Ankopplung an eine Digitaluhr

Die Ankoppelung des Mitternachtssignals an eine Digitaluhr ist unproblematisch, wenn diese einen Reset-Eingang besitzt. Dies ist bei den aus Frequenzzählern abgeleiteten Bausteinen wohl immer der Fall. Als Beispiel mögen die Schaltkreise MK 50396 und ICM 7217 dienen.

Weit verbreitet sind jedoch vor allem Moduln, die bereits die Ziffernanzeige enthalten. Diese haben meist je einen Stelleingang für langsamen und schnellen Vorlauf. Bei diesen Moduln ist die Reset-Funktion durch gleichzeitiges Betätigen beider Stelleingänge vorgesehen.

Typische Vertreter dieser Gruppe sind die Uhrenmoduln MA 1022/23 (*Bild 12*) und das unter der Bezeichnung Mod. 60/1 von Stache angebotene Modul mit 6stelliger Anzeige, dessen Anpassungsschaltung in *Bild 13* angegeben ist.

Zu beachten ist, daß das Mod. 60 mit getakteten Kaltkatoden-Anzeigen arbeitet. Deshalb muß für den MND eine eigene Stromversorgung vorgesehen werden. Außerdem muß die Antenne je nach Empfangslage mindestens einen halben Meter von dem Anzeigemodul entfernt aufgestellt werden.

Literatur

[1] *Wonnay, I. R.*: Die codierte Zeitübertragung nach DCF 77. Jahrbuch der deutschen Gesellschaft für Chronometrie 26 (1975).

[2] *Haag, E.*: Aktive abgestimmte Antenne. DBP 2413712.

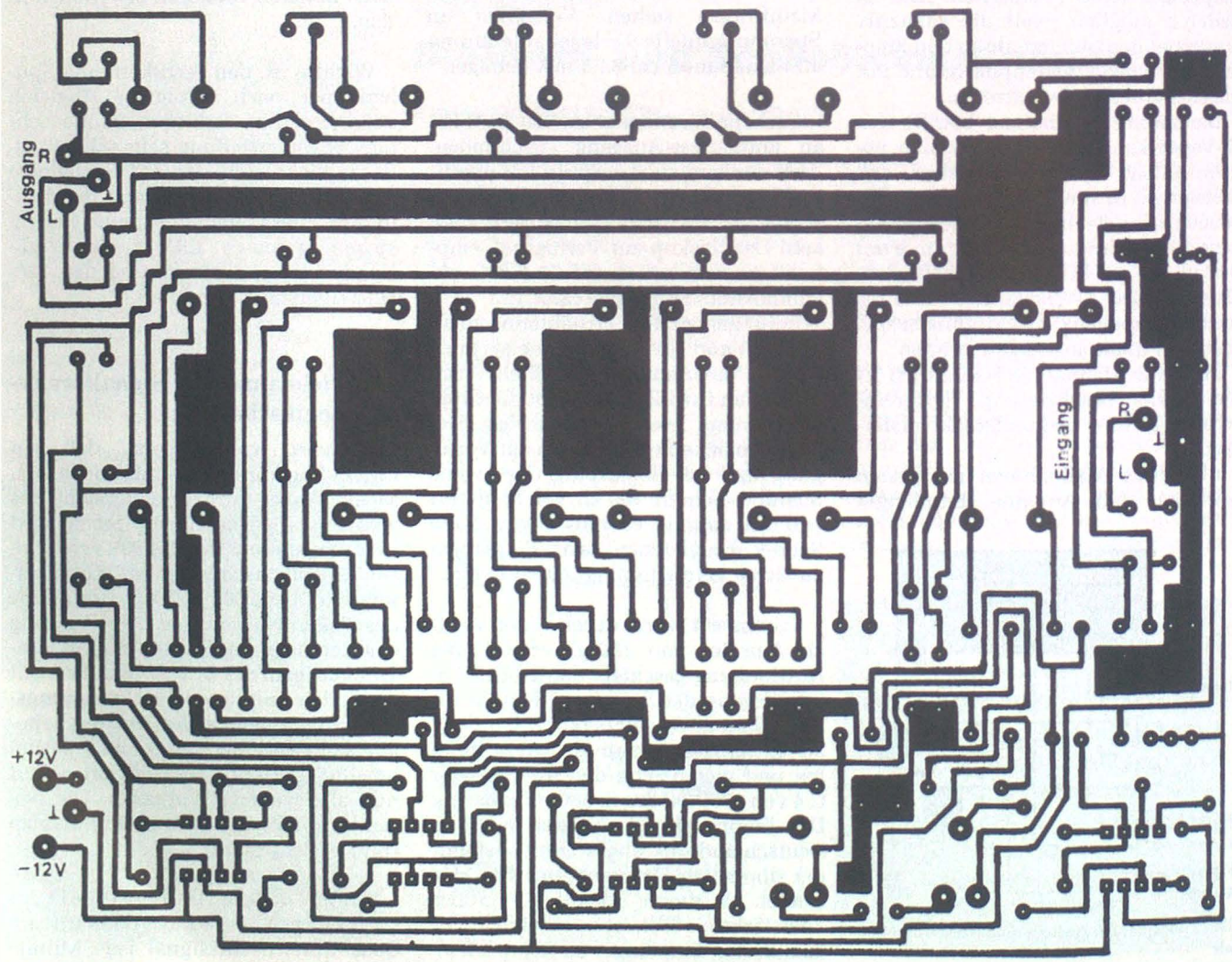
Stichworte zum Inhalt

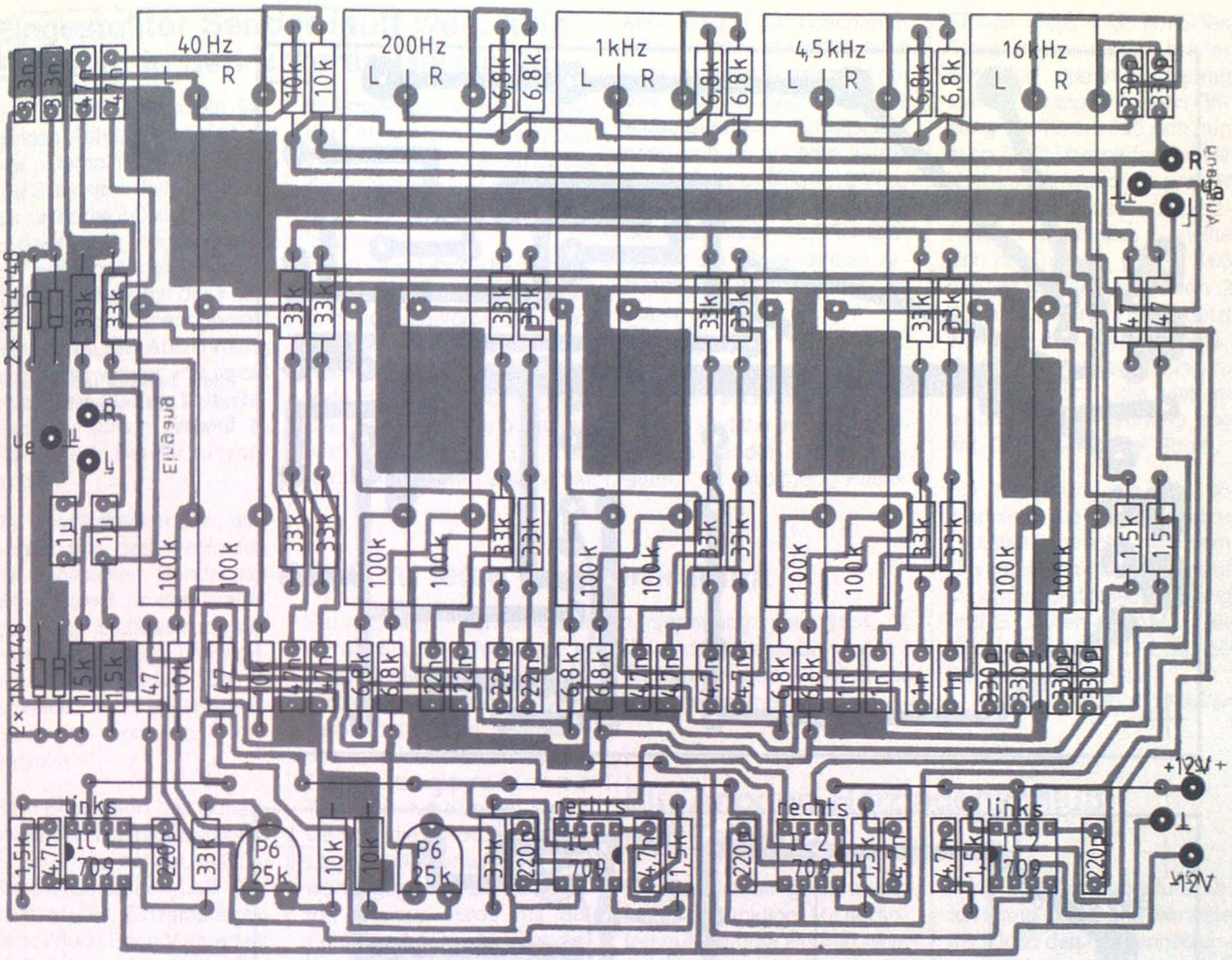
DCF 77,
TCA 440

Equalizer mit wenig Aufwand

Unser Leser Klaus Reißig hat uns zu der Schaltung in Heft 15/1979, Seite 85, einen Platinen-Entwurf in Stereo-Ausführung zugesandt, den wir unseren Lesern nicht vorenthalten wollen, da eine Platine den Nachbau wesentlich erleichtert.

Die Kondensatoren C18...C21 der Spannungsversorgung sind aus Platzgründen nicht auf der Platine enthalten. Wir bitten zu beachten, daß insgesamt sieben Drahtbrücken einzulöten sind; die kurze Brücke in der Kondensatoren-Reihe ist leicht zu übersehen.





Mikrocomputer-Netzteil

Der Nascom-1 hat schon einige Computerfreunde gefunden und wird sich wohl auch weiterhin schnell verbreiten. Im vorliegenden Bericht wird ein „Layout" für die Stromversorgung dieses Mikrocomputers beschrieben. Es erzeugt alle notwendigen Spannungen.

In *Bild 1* ist die Schaltung zu sehen. Es werden +5 V, 5 A; –5 V, 100 mA;

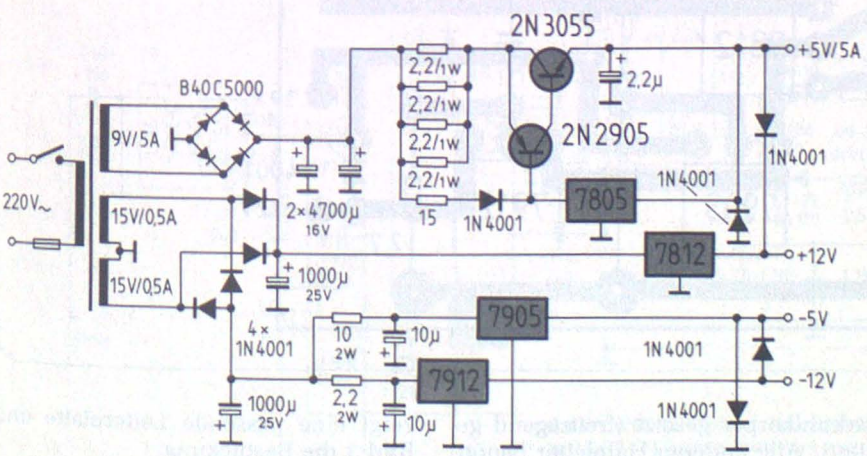


Bild 1. Diese Schaltung liefert alle benötigten Spannungen für den Nascom-1 und für andere Mikrocomputer

Stückliste

Kondensatoren	Widerstände
4700 µF/16 V 2 x	2,2 Ω/1 W 4 x
1000 µF/25 V 2 x	2,2 Ω/2 W 1 x
10 µF/25 V 2 x	10 Ω/2 W 1 x
2,2 µF/10 V 1 x	15 Ω/0,5 W 1 x

Halbleiter

2N 3055 und 2N 2905
1N4001 9 x
B 40 C 5000
ICs (je 1x): 7812, 7805, 7912, 7905
Trafo: 9 V, 5 A und 2 x 15 V, 500 mA.

Frequenzzähler für VHF-Empfänger mit Frequenzregelschleife

Für diese Bauanleitung in Heft 23 und 24/1979 kann eine Platine vom Autor bezogen werden:
Ing. (grad.) Michael Arnoldt
Zeigelbusch 11
6107 Reinheim 1

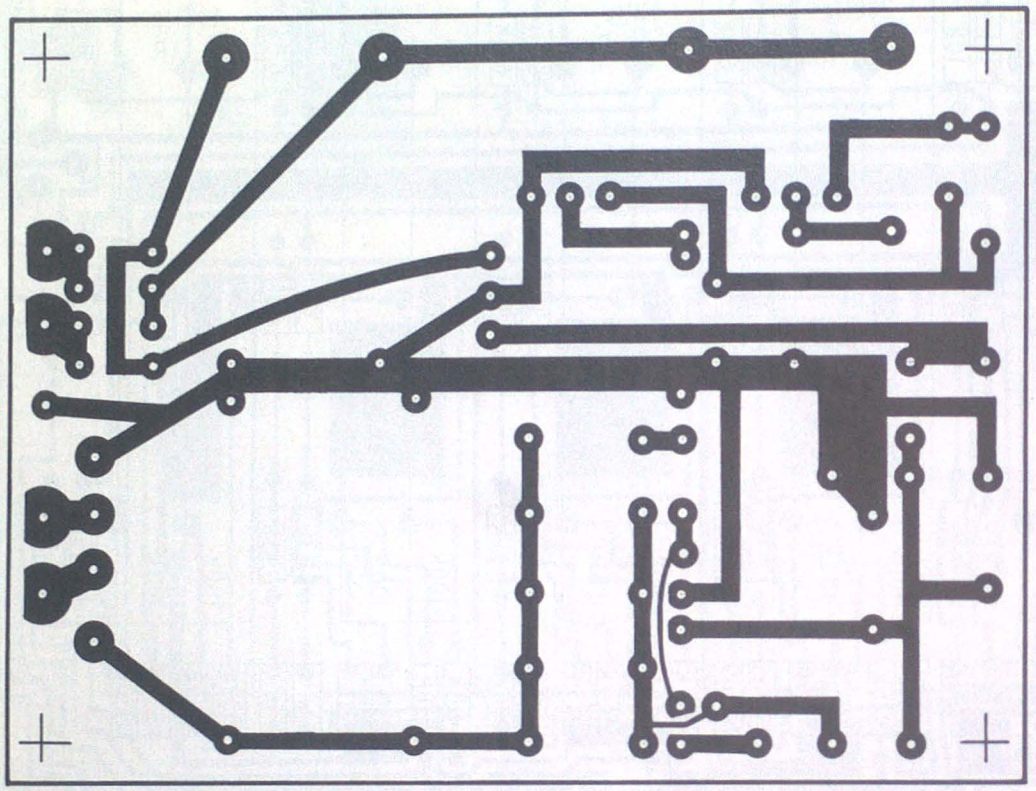


Bild 2. Passende Leiterplatte für das Mikrocomputer-Netzteil

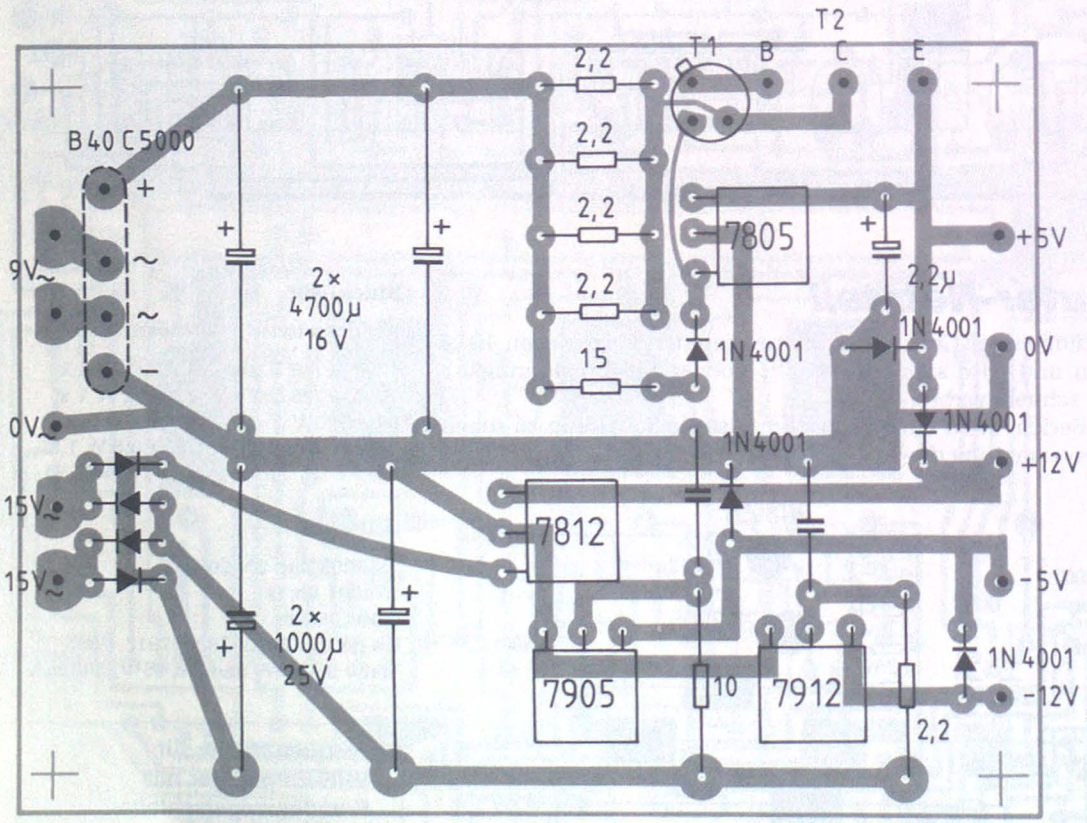


Bild 3. Bestückungsplan zu Bild 2

+12 V, 300 mA und −12 V, 200 mA erzeugt.

Der Transistor 2 N 3055 wird auf einen genügend großen Universal-Fingerkühlkörper gesetzt (freitragend genügt). Alle anderen Halbleiter benötigen keine Kühlung. Als Transformator ist ein 100-VA-Typ erforderlich. *Bild 2* zeigt eine passende Leiterplatte und *Bild 3* die Bestückung.

Wolfgang Hamer

Ing. (grad.) Siegfried Kilgenstein

Multifunktions-Zähler mit ICM 7216 B

Mit der neuen CMOS-Zählerfamilie ICM 7216 und ICM 7226 ist es dem Anwender möglich, in kürzester Zeit Frequenz- und Multifunktions-Zähler aufzubauen, die Fertiggeräten der mittleren und gehobenen Klasse kaum nachstehen.

Allgemeine Eigenschaften

Die zwei Varianten ICM 7216 A (gemeinsame Anode) und ICM 7216 B (gemeinsame Katode) sind Multifunktions-Zähler und die Typen ICM 7216 C (gemeinsame Anode) und ICM 7216 D (gemeinsame Katode) reine Frequenzzähler. Bei der ICM-7226-Serie stehen außerdem noch BCD-Ausgänge zur Verfügung. Die Anzeige des Meßergebnisses erfolgt bei allen Typen mit acht Siebensegment-LED-Displays. Als Stromversorgung wird nur eine + 5-V-Speisung benötigt.

Die ICs verfügen über einen internen Oszillator (1 MHz oder 10 MHz), unterdrücken die nicht signifikanten Nullen

Tabelle: Funktionsumschaltung

	Funktion	Stelle (Digit)
Funktions-eingang Pin 3	Frequenz	0
Periodendauer (nur bei ICM 7216 A und B)		7
	Frequenz-verhältnis	1
	Zeitintervall	4
	Ereignis-zählung	3
	Oszillator-frequenz	2
Bereichs-Eingang Pin 14	10 ms/1 Periode	0
	100 ms/ 10 Perioden	1
	1 s/100 Perioden	2
	10 s/1000 Perioden	3
	Externer Eing.	4
Kontroll-eingang Pin 1	Display dunkel	3+Hold
	Display-Test	7
	1-MHz-Anwahl	1
	Externer Oszillator	0
	Externer Dezimalpunkt	2
	Test	4

auf den Displays und beinhalten eine interne Steuerung der Dezimalpunkte. Außerdem sind Hold-Funktion, Reset, Display- und Zählertests vorhanden. Die Eingänge A und B sind Digitaleingänge, wobei am Eingang A eine maximale Frequenz von 10 MHz und am Eingang B eine von 2 MHz verarbeitet wird.

Beschreibung des ICM 7216 B

Das ICM-7216-B-Zählerchip ist ein Multifunktions-Zähler, der neben der Frequenz auch Periodendauer, Frequenzverhältnis, Zeitintervall, Ereignis und die interne Taktfrequenz messen kann. Die Pinbelegung dieses ICs ist in *Bild 1* angegeben. *Bild 2* zeigt das Innenleben des Multifunktions-Zählers. In der Mitte des Blockschemas erkennt man den 8stelligen Zähler mit den Zwischenspeichern (Data latches), die den Meßwert so lange speichern, bis ein neuer Meßwert vorliegt. Von dort gelangen die Signale über die Decoderlogik und die Segmenttreiber an die Segmentausgänge. Die Digitausgänge werden über die Multiplexlogik (Decoder und Digittreiber) angesteuert.

Neben den Siebensegment-Displays sind auch noch der Funktionseingang, der Bereichswahleingang und der Kontrolleingang gemultiplext. Die gewünschte Funktion wird durch Anlegen von bestimmten Digit-Treiberausgängen erreicht. Die *Tabelle* zeigt die Beschaltung der einzelnen Eingänge mit den Digittreibern. Die 0 steht für die niedrigste Ziffer (rechts) und die 7 für die höchste Ziffer (ganz links). Das IC enthält außerdem noch zwei nicht gemultiplexte Eingänge: den Hold- und den Reseteingang.

Funktionseingang

Soll die Frequenz eines Signals gemessen werden, so gelangt dieses direkt zum Takteingang des 8stelligen Zählers. Die Anzeige erfolgt in kHz. Wird aber die Periodendauer gemessen, so stellt das Eingangssignal die Torzeit dar. Die Anzeige erfolgt dann in µs.

Bei der Frequenzverhältnismessung von zwei Eingangssignalen sollte das Signal mit der höheren Frequenz am Eingang A anliegen, um das Ergebnis besser ablesen zu können. Es können alle acht Ziffern voll ausgenutzt werden.

Als weitere Funktion steht eine Zeitintervallmessung zur Verfügung. Dabei

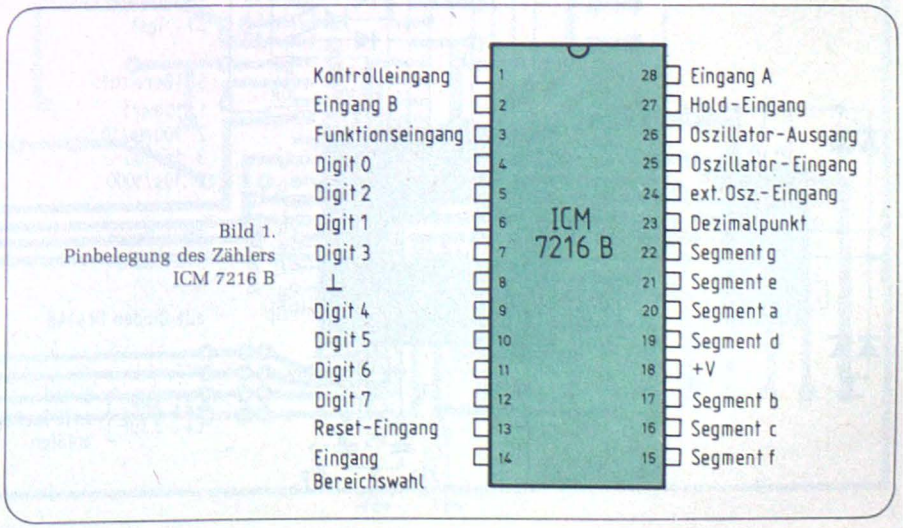


Bild 1. Pinbelegung des Zählers ICM 7216 B

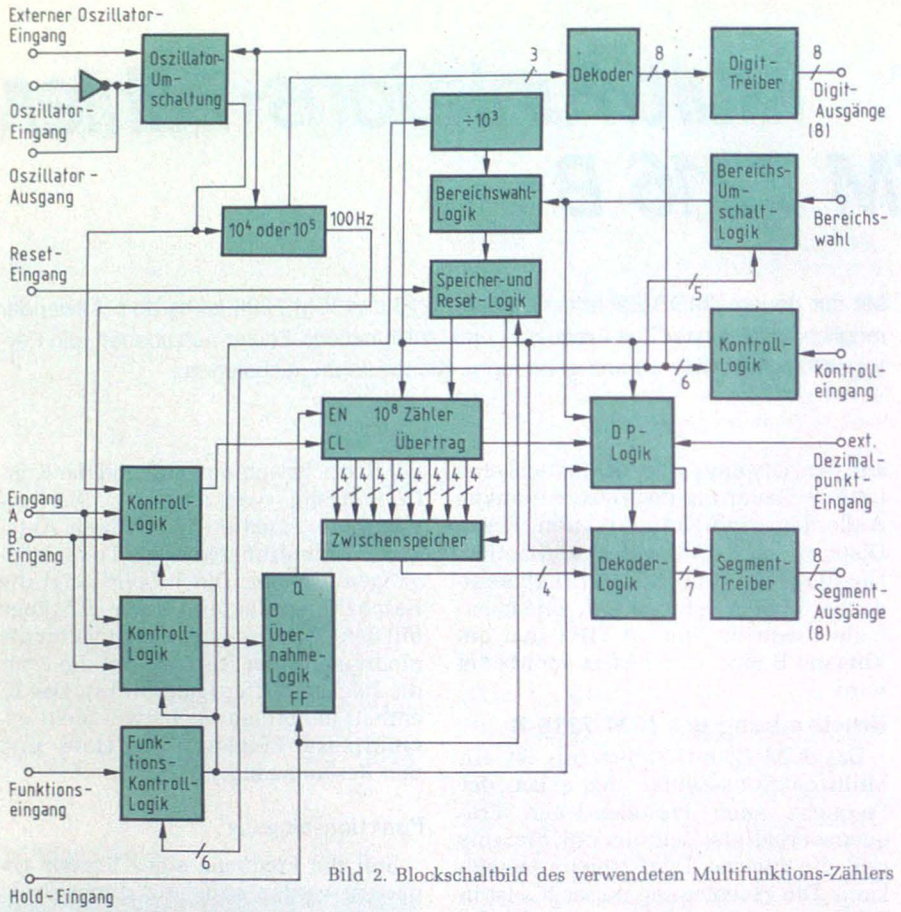


Bild 2. Blockschaltbild des verwendeten Multifunktions-Zählers

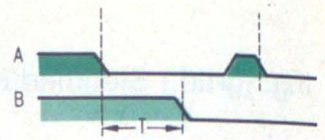


Bild 3. Zeitintervall T zwischen den Eingängen A und B

wird die Zeit (in µs) zwischen einem 1-0-Sprung am Eingang A und einem solchen am Eingang B gemessen (*Bild* 3). Das Ergebnis erscheint mit dem nächsten 1-0-Sprung des Einganges A am Display.

Die fünfte Meßart ist die Zählung von Ereignissen. Die Anzahl der Impulse wird ohne Berücksichtigung der Zeit angezeigt.

Als sechste Betriebsart kann der Zähler auch seine interne Taktfrequenz messen und auf den Displays anzeigen.

Welche der Funktionen nun ausgeführt werden soll, bestimmen die drei Kontrollogiken.

Bereichseingang

Mit dem Bereichseingang wird die Torzeit bei Frequenzmessung und die Anzahl der zu messenden Perioden bei der Periodendauermessung bestimmt. Als Torzeiten für Frequenzmessungen stehen 10 ms, 100 ms, 1 s und 10 s zur Verfügung. Die Anzeige auf den Displays erscheint immer in kHz, wobei das Komma automatisch richtig gesetzt wird. Für die Periodenmessung steht die Messung von 1, 10, 100 oder 1000 Perioden zur Verfügung. Die Anzeige erfolgt in µs.

Kontrolleingang

Mit dem Kontrolleingang können neben der Wahl des Frequenznormals verschiedene Display- und Zählertests durchgeführt werden.

Wird der Kontrolleingang mit Digit d_3 verbunden und gleichzeitig der Holdeingang an + V gelegt, so verlöschen die Displays. Dies dient zur Energieeinsparung bei Batteriebetrieb. Beim Display-Test leuchten alle Segmente einschließlich der Dezimalpunkte auf. Bei der Funktion „Test" zählen die Displays in Zweiergruppen hoch.

Über den Kontrolleingang kann neben dem internen Frequenznormal (normal 10 MHz) auch ein 1-MHz-Quarz oder ein externes Frequenznormal ausgewählt werden.

Wird der Kontrolleingang mit dem Digit d_2 verbunden, so kann die Dezimalpunktansteuerung extern erfolgen.

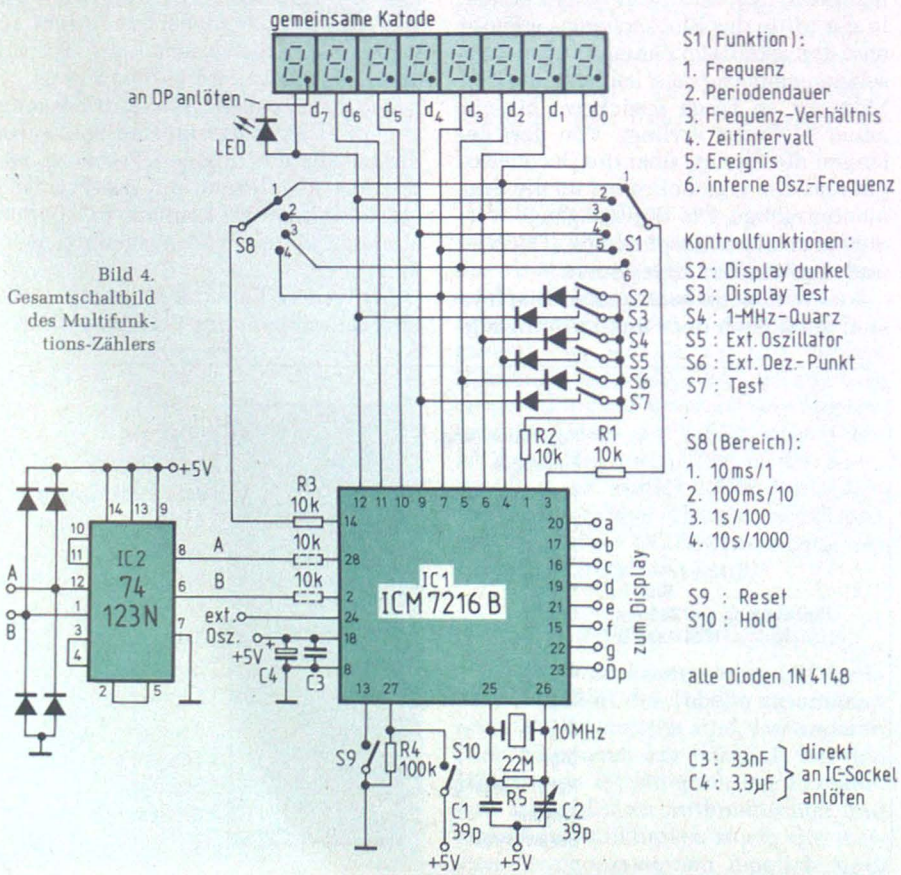


Bild 4. Gesamtschaltbild des Multifunktions-Zählers

Schaltung

Bild 4 zeigt das gesamte Schaltbild mit dem Multifunktions-Zähler ICM 7216 B. Als Displays müssen solche mit gemeinsamer Katode verwendet werden. Vor die beiden Eingänge A und B wird ein Schmittrigger gelegt, dessen Eingänge mittels Dioden vor Zerstörung gesichert sind. Die 10-kΩ-Widerstände zu den Eingängen A und B müssen nicht unbedingt vorhanden sein, setzen aber die Störempfindlichkeit herab. Die Dioden zum Kontrolleingang verhindern Kurzschlüsse zwischen den Treiberausgängen. Mit dem 39-pF-Trimmkondensator wird der Oszillator auf 10 MHz abgeglichen. Will man nicht den Dezimalpunkt von Display 7 (ganz links) als Overflow-Anzeige verwenden, so kann eine externe LED verwendet werden.

Bild 5 zeigt das Layout für die Displays und den Bestückungsplan. Es

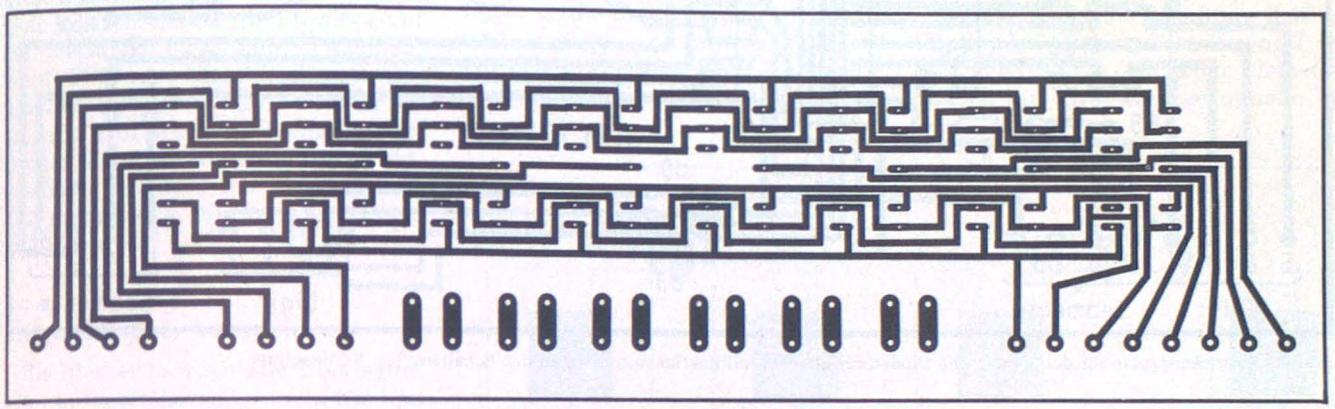


Bild 5a. Platinenlayout für Display

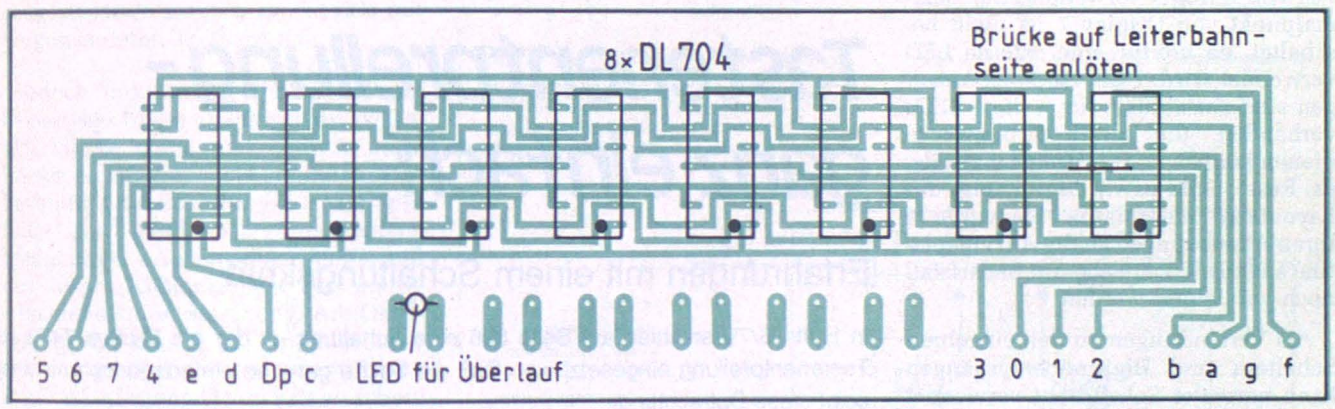


Bild 5b. Bestückungsplan für Display

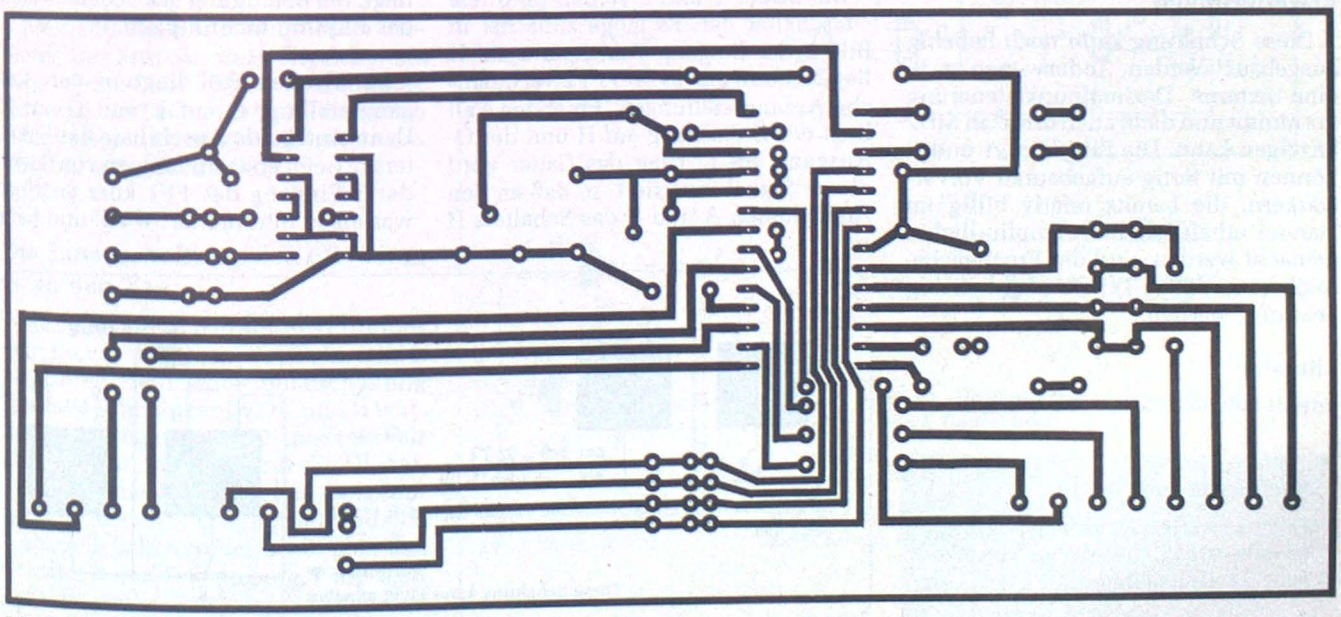


Bild 6a. Printvorschlag für die Zählerplatine

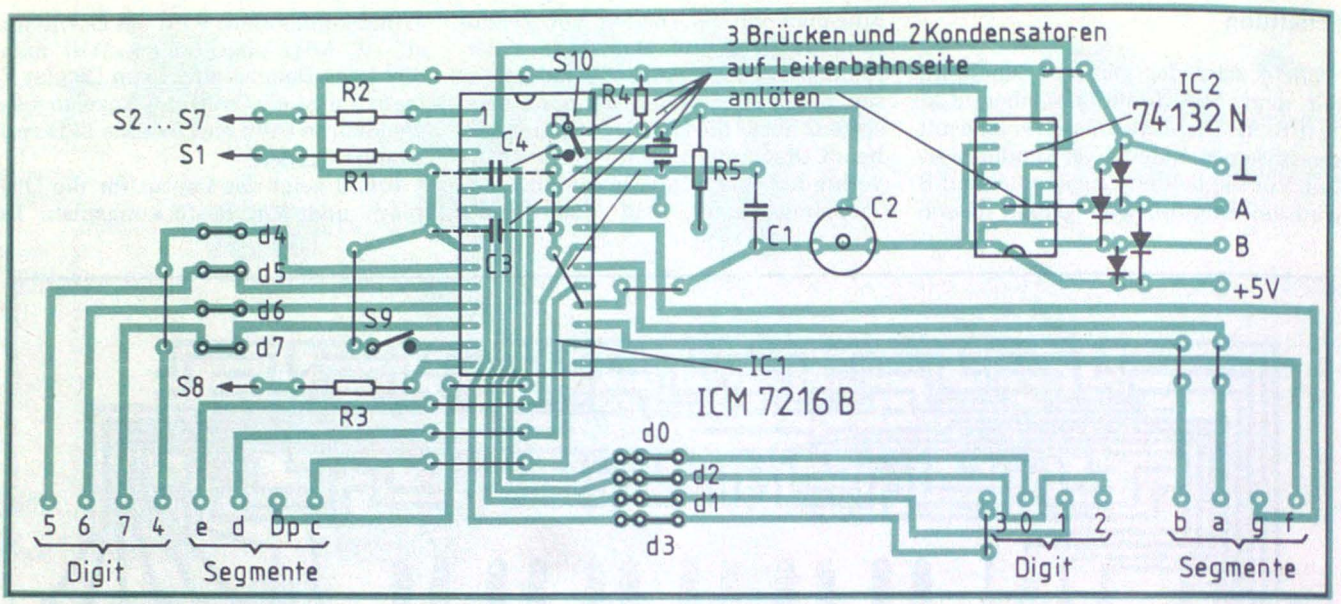


Bild 6b. Bestückungsplan für den Zähler. Die Dioden für die Kontrollfunktionen werden an den Schaltern S 2...S 7 angelötet

wurden die Siebensegmentdisplays DL 704 von Litronix verwendet. Der Dezimalpunkt von Display 7 ist nicht beschaltet, da hierfür eine externe LED verwendet wird. Unterhalb der Anzeigen sind Anschlüsse für weitere LEDs vorhanden, die für Kontrollzwecke dienen können (z. B. Anzeige von kHz, µs, Reset, Hold usw.). *Bild 6* zeigt das Layout der Zählerplatine. Sie wurde in ihren Abmessungen an die Anzeigeplatine angepaßt, kann aber im Bedarfsfall noch verkleinert werden.

Als Verbindungen zu den einzelnen Schaltern und Digittreiberausgängen kann normaler Schaltdraht verwendet werden.

Erweiterungen

Diese Schaltung kann noch beliebig ausgebaut werden, indem man z. B. eine externe Dezimalpunktsteuerung vornimmt und dann auch direkt in MHz anzeigen kann. Die Eingänge A und B können mit fertig aufgebauten Vorverstärkern, die bereits relativ billig im Handel erhältlich sind, empfindlicher gemacht werden, und der Frequenzbereich kann durch Teilerstufen beliebig erweitert werden.

Literatur

Intersil-Datenblatt ICM 7216 A/B/C/D

Stichworte zum Inhalt

Frequenzverhältnismessung, Zeitintervallmessung, Periodendauermessung, Ereigniszählung.

Dipl.-Phys. W. Kallenbach

Tastenentprellung – ganz einfach

Erfahrungen mit einem Schaltungskniff

In Heft 15/79 erschien auf Seite 896 eine Schaltung, in der ein Flipflop 7473 zur Tastenentprellung eingesetzt war. Daß die Sache ganz so einfach jedoch nicht ist, zeigt diese Betrachtung.

Die *Bilder 1* und *2* stellen prellfreie Umschalter dar. Es möge zunächst in Bild 2 der Eingang Takt/Sperre auf H liegen. Dann gibt es für FF1 zwei mögliche Anfangsstellungen. Im ersten Fall liegt der Q-Ausgang auf H und der $\overline{Q}$-Ausgang auf L. Über das Gatter wird dieses Signal invertiert, so daß an den Anschlüssen A und R des Schalters H liegt. Bei Betätigung des Schalters kann das Flipflop nicht kippen.

Im zweiten Fall liegt in der Ausgangsstellung Q auf L und $\overline{Q}$ auf H. Dann sind beide Anschlüsse des Schalters L. Beim ersten Betätigen von S wird der T-Eingang des FF1 kurz geöffnet, was als H interpretiert wird, und beim

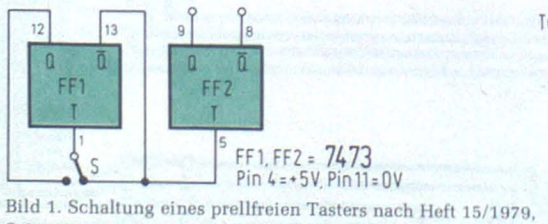


Bild 1. Schaltung eines prellfreien Tasters nach Heft 15/1979, Seite 896

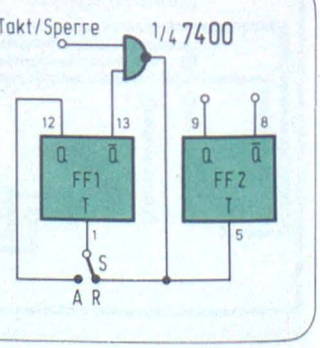


Bild 2. ▶
Diese Schaltung kann nicht arbeiten

Berühren des Kontaktes A kippt FF1. Damit stellt sich wieder der im ersten Fall beschriebene Zustand ein, und eine weitere Betätigung des Schalters hat keine Änderung des Ausgangszustandes mehr zur Folge.

Wie nun eine logisch richtige Schaltung aussehen könnte, zeigt *Bild 3*. Diese Schaltung hat jedoch noch einen kleinen Nachteil: Da die Flipflops auf der negativen Taktflanke schalten, kippt FF2 erst beim Loslassen des Schalters und nicht schon bei seiner Betätigung. Um dieses Verhalten zu vermeiden, kann ein weiterer Inverter eingeschaltet werden, der bewirkt, daß FF2 schon beim Drücken des Tasters kippt (*Bild 4*).

Ein praktischer Versuch

Bis hierher wurden alle Überlegungen nur theoretisch angestellt. Um ihre Richtigkeit zu prüfen, wurde die Schaltung aus Bild 1 aufgebaut. Die Ausgangszustände zeigten zwei LEDs mit vorgeschalteten Treibern an.

Jedoch funktionierte diese Schaltung keineswegs in der gewünschten Weise. FF1 kippte manchmal, jedoch nicht immer, es zeigte sich eine merkwürdige Instabilität der Schaltung (Flackern der LEDs und ähnliches). Verschiedene Maßnahmen – Austauschen der ICs und des Tasters, Abblocken der Versorgung – brachten keine Besserung. Am Oszilloskop war häufig ein unerklärlicher Spannungssprung auf einen mittleren Pegel am Ausgang $\overline{Q}$ von FF1 zu sehen, wenn der Schalter in die Lage R gebracht wurde.

Eher zufällig wurde bei diesem Probieren der Mittelkontakt des Schalters auch einmal mit Masse verbunden, während der Takteingang T offen blieb – und siehe da, plötzlich arbeitete das Flipflop wie gewünscht!

Die Innenschaltung des FF bringt es an den Tag

Aus der Innenschaltung des Flipflops geht hervor, was hier geschieht. *Bild 5* zeigt die vereinfachte Innenschaltung des 7473. Die Eingänge J, K und $\overline{R}$ wurden weggelassen, da sie in unserem Fall auf H liegen und damit für die Überlegungen keine Rolle spielen. Eingetragen sind jedoch die Logikpegel, die sich eingestellt haben sollen, bevor über den Schalter S der Takteingang T mit dem auf L liegenden Ausgang $\overline{Q}$ verbunden wird (gestrichelte Verbindung).

Wird diese Verbindung geschlossen, so wird damit im wesentlichen der Kreis geschlossen, der in *Bild 6* noch einmal getrennt herausgezeichnet ist: Es handelt sich um einen Inverter, dessen Ein- und Ausgang über einen leitenden Transistor miteinander verbunden sind.

Eine solche Konfiguration ist nun in der Tat verboten und kann dazu führen, daß sich an $\overline{Q}$ ein mittlerer – und sehr störempfindlicher – Pegel einstellt; es ist nicht gewährleistet, daß der Ausgang des Gatters einen Pegel erreicht, der das zweite Gatter zum Schalten und damit das gesamte Flipflop zum Kippen bringt.

Eine wirksame Tastenentprellung

Welche wirksame Schaltung sich im Flipflop bei offenem Takteingang T ergibt, zeigt *Bild 7*. Als aktive Elemente bleiben nur zwei kreuzgekoppelte In-

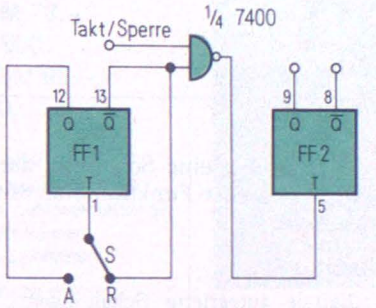


Bild 3. So könnte eine logisch richtige Schaltung mit einem zusätzlichen Gatter aussehen, wobei FF 2 allerdings erst beim Loslassen des Tasters schaltet

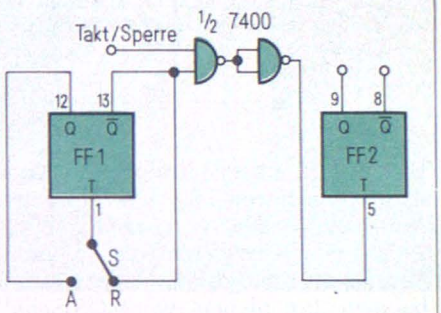


Bild 4. Diese Schaltung mit einem weiteren Inverter kippt beim Drücken des Tasters

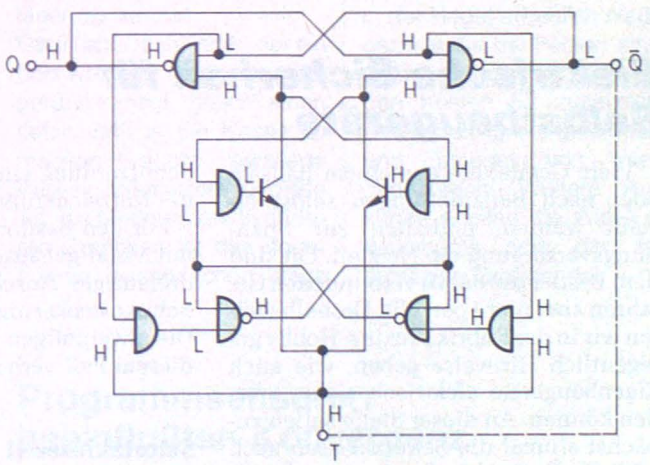
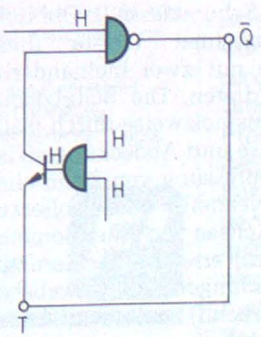


Bild 5. Vereinfachte Innenschaltung eines Flipflops im 7473 mit eingetragenen logischen Pegeln, bevor der Schaltkontakt die gestrichelte Verbindung herstellt



◄ Bild 6. Wesentliche Komponenten der Schaltung in Bild 5

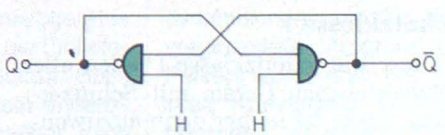
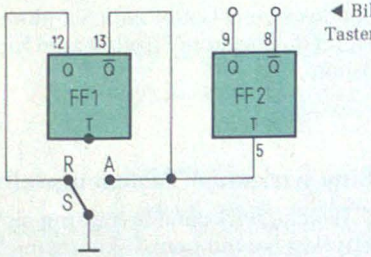


Bild 7. Als RS-Flipflop arbeitende Gatter, wenn T auf H liegt



◀ Bild 8. Funktionssichere Schaltung eines prellfreien Tasters mit einem 7473

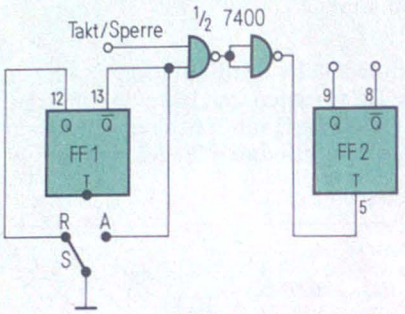


Bild 9. ▶
Mit zwei Gattern erweiterte Schaltung nach Bild 8, die in ihrer Funktion der Schaltung von Bild 4 entspricht. Zu beachten ist, daß der Taster-Ruhekontakt bei R jetzt an den Q-Ausgang des Flipflops FF 1 angeschlossen werden muß

verter übrig, die ein Flipflop bilden, das dann gewissermaßen „von hinten", nämlich von den Ausgängen her, gesetzt und rückgesetzt werden kann. Eine solche Konfiguration wird speziell bei dem „Innenleben" von MOS-Schaltungen gern verwendet und hat sich dort bewährt.

Wie also eine wirklich funktionssichere Tastenentprellschaltung mit dem 7473 aussehen sollte, zeigt *Bild 8*, während in *Bild 9* eine Schaltung dargestellt ist, die der Funktion von Bild 4 entspricht.

Literatur

[1] Digitale integrierte Schaltungen. Siemens-Datenbuch 1976/77.

Stichworte zum Inhalt
Tastenentprellung, JK-Flipflop.

Elektrische Sicherheit für Selbstbaugeräte

Viele Geräte, die aus einem Bausatz oder nach Bauanleitungen selbst erstellt werden, enthalten zur Spannungsversorgung ein Netzteil. Oft sind dem Bastler die damit verbundenen Gefahren aber nicht bewußt. Deshalb wollen wir in der Rubrik Praxis & Hobby gelegentlich Hinweise geben, wie auch Eigenbaugeräte elektrisch sicher werden können. An dieser Stelle sollen zunächst einmal die Schutzklassen nach VDE für Geräte beschrieben werden.

Schutzklasse I

Unter die Schutzklasse I fallen alle netzbetriebenen Geräte mit Schutzerdung. Diese ist immer dann anzuwenden, wenn das Netzteil in ein Metallgehäuse eingebaut wird. Die Schutzerdung soll verhindern, daß an elektrisch leitfähigen Teilen, die von außen berührt werden können, eine gefährliche Spannung auftritt. Das kann zum Beispiel passieren, wenn sich ein Netzanschluß löst oder eine Drahtisolierung defekt wird und der blanke Leiter das Gehäuse berührt. In diesem Fall ruft die Schutzerdung einen Strom hervor, der die Netzsicherung auslöst.

Für den Bastler bedeutet das: Geräte mit Metallgehäuse sind immer über ein dreiadriges Anschlußkabel und einen Schukostecker ans Netz anzuschließen. Die zweipoligen Eurostecker sind in diesem Fall verboten.

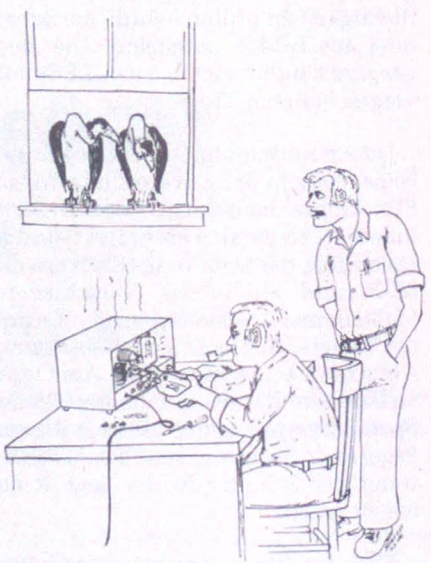
Schutzklasse II

Geräte mit einer Schutzisolierung gehören zur Schutzklasse II. Die Industrie kennzeichnet Geräte dieser Schutzklasse mit zwei ineinanderliegenden Quadraten. Die Schutzisolierung wird beispielsweise durch isolierende Gehäuse und Abdeckungen, isolierende Umpressung von Kleinteilen, gekapselte Netzteile oder Isolierzwischenteile (Achsen von Potentiometern und Schaltern) erreicht. Lackierungen und Umwicklungen mit Gewebebändern (Isolierband) gelten nicht als Schutzisolierung.

An schutzisolierte Geräte darf kein Schutzleiter angeschlossen werden. Auch das Anschlußkabel darf keinen Schutzleiter enthalten. Wird ein dreiadriges Kabel verwendet, dann darf der dritte Leiter nicht an den Schutzkontakt angeschlossen werden. Bei diesen Geräten darf man die zweipoligen Eurostecker verwenden, wenn die Stromaufnahme 2,5 A nicht übersteigt.

Schutzklasse III

Ein Gerät dieser Schutzklasse ist zum Betrieb mit einer ungefährlichen Sicherheits-Kleinspannung gebaut. Die Sicherheits-Kleinspannung darf bis 42 V zwischen den Leitern und zwischen Leiter und Erde betragen. Der Vollständigkeit halber sei erwähnt, daß bei Drehstrom die Spannung zwischen den Leitern und dem Mittelleiter bis 24 V betragen darf.



Ich denke, du solltest besser den Netzstecker ziehen (Aus ham radio 9/1979)

Wird die Sicherheits-Kleinspannung dem Netz entnommen, so muß ein Transformator nach VDE 0551 verwendet werden. Auf der Kleinspannungsseite dürfen keine leitenden Teile geerdet werden. Die Stecker von Geräten, die mit Kleinspannung betrieben werden, dürfen nicht in Steckdosen passen, die eine höhere Spannung führen, wie z. B. Netzsteckdosen.

Zum Betreiben dieser Geräte am Netz bieten sich gekapselte Netzteile an, sofern sie einen Sicherheitstransformator enthalten. *Ekkehard Scholz*

Stichworte zum Inhalt
Schutzerdung, Schutzisolierung, Sicherheits-Kleinspannung.

Ing. (grad.) S. Kilgenstein

10-MHz-Vorverstärker für Multifunktionszähler ICM 7216 B

Im vorigen Heft wurde der Digitalteil des Multifunktionszählers mit dem integrierten Zählerbaustein ICM 7216B vorgestellt. Für die Ansteuerung des Bausteines müssen die Eingangssignale TTL-Pegel besitzen. Um Signale mit beliebigen Kurvenformen verarbeiten zu können, enthält die Platine bereits einen integrierten Schmitt-Trigger 74 S 132, bei dem die Amplitude des Signals jedoch mindestens ca. 1,5 V betragen muß.

Zahlreiche Signalquellen haben eine so geringe Wechselspannungsamplitude, daß ein Schmitt-Trigger damit nicht angesteuert werden kann. Um trotzdem eine zuverlässige Messung durchführen zu können, muß das Eingangssignal verstärkt werden. Im folgenden wird ein geeigneter, breitbandiger Wechselspannungsverstärker beschrieben, der natürlich auch für andere Zähler geeignet ist.

Anforderungen

Um den Aufwand für den Zähler so gering wie möglich zu halten, wäre es günstig, wenn auch der Vorverstärker mit der 5-V-Spannungsversorgung des Zählerteiles auskäme. Dies schließt den Aufbau mit Operationsverstärkern weitgehend aus. Geht man von dem Frequenzbereich des Zählers aus, so sollte der Vorverstärker eine obere Mindestgröße von 10 MHz für Frequenzmessung und eine untere von 0,1 Hz für Periodendauermessungen besitzen. Bei einer Frequenz $< 0{,}1$ Hz wird der Anzeigebereich des Zählers bei Periodendauermessung überschritten, da nur sieben Stellen vor dem Komma angezeigt werden und die Anzeige in µs erfolgt. Will man Signale mit einer Periodendauer größer als 10 s noch messen, so zählt man am besten extern eine Quarzfrequenz ein, indem man das Signal als Torzeit verwendet, schaltet den Zähler auf Ereigniszählung und merkt sich zusätzlich, wie oft die Anzeige übergelaufen ist. In Stellung Periodendauer ist dies nicht möglich, da als kleinste Einheit eine Periodendauer gemessen wird und die Anzeige des Ergebnisses erst nach Ablauf der Messung erscheint. Es kann dabei also nicht festgestellt werden, wie oft der Zähler übergelaufen ist. Dasselbe gilt für Zeitintervallmessung (siehe Heft 2, Bild 4). Eine zweite Möglichkeit wäre die Messung mit Ereigniszählung über eine längere Zeitdauer und Stoppen mit einer Uhr. Daraus folgt, daß nur für Ereigniszählung unter Umständen lange Periodendauern verarbeitet werden müssen.

Soll der Vorverstärker eine hohe Grenzfrequenz besitzen, so muß die Schaltung möglichst niederohmig ausgelegt werden, damit die Rückwirkungskapazität C_{CB} der Transistoren den Frequenzgang nicht beschneidet. Für die Verarbeitung von kleinen Frequenzen müssen aufgrund der kleinen Widerstände große Koppel- und Gegenkopplungskondensatoren verwendet werden. Weiterhin soll aber der Verstärker keine Gleichspannung verstärken, damit auch Signale mit überlagertem Gleichspannungspegel noch einwandfrei getriggert werden können. Würde man einen Verstärker mit AC- und DC-Verstärkung konzipieren und soll der Verstärker sehr empfindlich sein, d. h. hoch verstärken, so würden bei DC-Kopplung bereits wenige Millivolt Gleichspannung genügen, um das Ausgangssignal des Vorverstärkers über die Triggerschwelle des Schmitt-Triggers anzuheben. Es wäre dann damit keine Messung mehr durchzuführen. Aus diesem Grunde erschien es günstiger, einen breitbandigen Wechselspannungsverstärker für Frequenzen größer als 0,1 Hz, und für Signale mit großer Periodendauer einen Gleichspannungsverstärker oder den Schmitt-Trigger-Eingang direkt zu verwenden (die Verstärkung des Gleichspannungsverstärkers müßte eventuell einstellbar sein).

Damit die Signalquellen nur gering belastet werden, muß der Eingang des Vorverstärkers möglichst hochohmig sein. Außerdem soll er gegen hohe Signalspannungen geschützt werden. Um auch Signale mit überlagerten Störungen einwandfrei triggern zu können, wird der Triggerpegel einstellbar gemacht.

Ausbau zum Universalzähler

Bild 1 zeigt das Blockschaltbild eines kompletten Universalzählers. Mit Schalter S 1 wird das Eingangssignal auf den AC- oder den DC-Verstärker gegeben, oder man kann ihn direkt auf den Schmitt-Triggereingang legen (falls der DC-Verstärker weggelassen wird). Der Wechselspannungsverstärker enthält einen Eingangsempfindlichkeitsregler P 1. Mit P 2a wird dem verstärkten Signal ein Gleichspannungspegel überlagert, um damit die Triggerschwelle einzustellen. Der anschließende TTL-Schmitt-Trigger

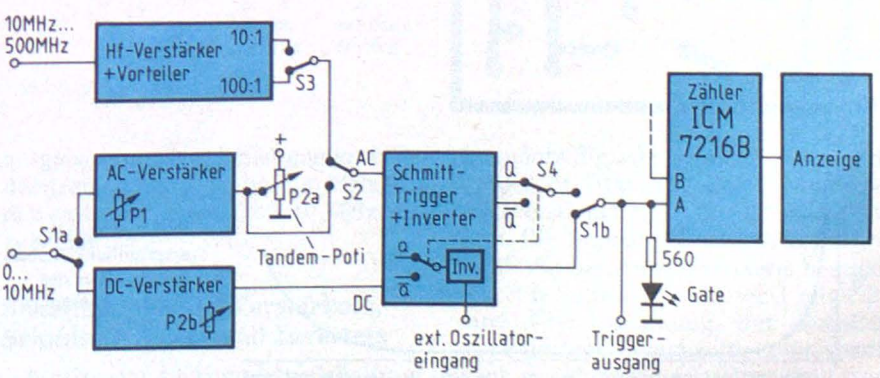


Bild 1. Baugruppen für einen vollständigen Universalzähler

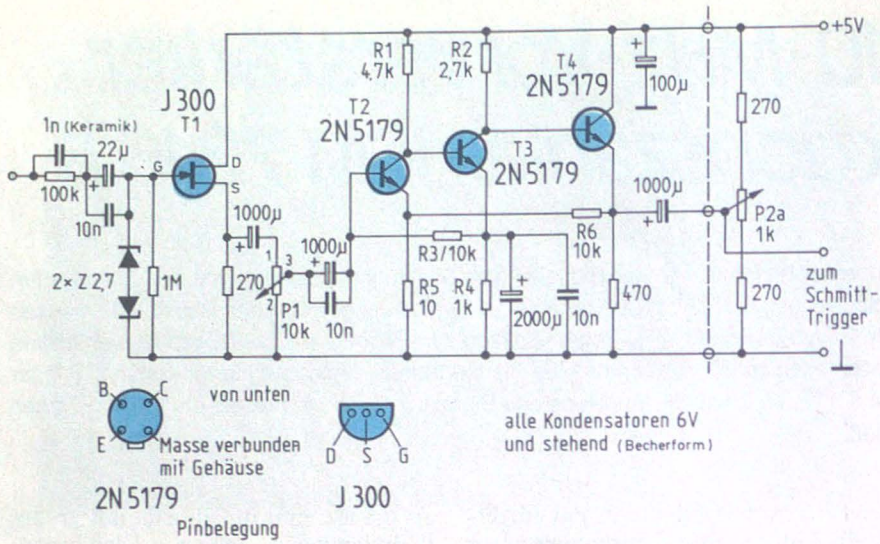


Bild 2. Schaltung des Wechselspannungsverstärkers

formt das ankommende Signal zu einem TTL-Rechtecksignal. Um sowohl mit positiven als auch mit negativen Flanken den Zähler triggern zu können, wurde noch ein Inverter dazugefügt, dessen Ausgangssignal mit S 4 umgeschaltet wird. Damit können in der Funktion Zeitintervallmessung sowohl Impuls- als auch Pausendauer eines Rechtecksignals gemessen werden. Der DC-Verstärker und der Block mit Schmitt-Trigger und Inverter kann je nach Anforderung entfallen, da bereits auf der Zählerplatine ein Schmitt-Trigger vorhanden ist.

Sollen Signale mit einer Frequenz größer als 10 MHz gemessen werden, so müssen diese an den Hf-Vorverstärker und Vorteiler angeschlossen werden. Die Umschaltung auf Hf geschieht mit Schalter S 2. Schalter S 3 dient zur Umschaltung der Meßbereiche 100 MHz und größer als 100 MHz.

Schaltung des Wechselspannungsverstärkers

Bild 2 zeigt die komplette Schaltung des Wechselspannungsvorverstärkers. Er besteht aus zwei Impedanzwandlern (T 1 und T 4) und einem zweistufigen Verstärker (T 2 und T 3). Es genügt eine Versorgungsspannung von 5 V. Der Eingang ist durch die beiden Zenerdioden sowohl gegen zu hohe positive als auch negative Spannungen abgesichert. Durch Verwendung einer FET-Eingangsstufe ist der Eingangswiderstand im Nf-Bereich 1 MΩ. Da bei hohen Frequenzen Elektrolyt-Kondensatoren nicht mehr geeignet sind, werden keramische wegen der guten Hf-Eigenschaften parallel geschaltet. Der Kondensator parallel zum 100 kΩ Widerstand am Eingang verbessert das Impulsverhalten der Schaltung. R 3 soll möglichst hochohmig sein, damit der FET nicht zu sehr belastet wird, muß aber für die Basis von T 2 einen genügend hohen Strom liefern. Mit dem Verhältnis R 6 zu R 5 wird die Spannungsverstärkung eingestellt. Sie wurde hier zu 1000 ≙ 60 dB gewählt. Damit ergibt sich eine hervorragende Empfindlichkeit über den gesamten Frequenzbereich (*Bild 3*). Die Driftverstärkung und damit die Gleichspannungsverstärkung ist mit R 2 und R 4 festgelegt und hat einen Wert von ca. 3. Der Transistor T 4 wird in Kollektorschaltung betrieben und sorgt für einen niedrigen Ausgangswiderstand des Verstärkers. Mit Potentiometer P 2a wird zum Wechselspannungssignal eine Gleichspannung addiert, um damit den Triggerpegel für den Schmitt-Trigger verschieben zu können. Die Vorwiderstände von 270 Ω müssen vorhanden sein, damit der Transistor T 4 mit P 2a nicht kurzgeschlossen werden kann. R 1 wurde zu 4,7 kΩ und R 2 zu 2,7 kΩ berechnet, damit ein Kollektorstrom von ca. 3 mA bei einer Stromverstärkung der Transistoren von B ≧ 25 fließt.

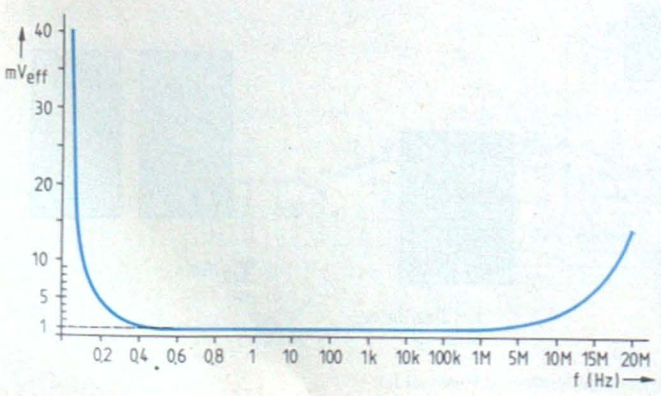


Bild 3. Eingangsempfindlichkeit eines Labormusters des Wechselspannungsverstärkers

Aufbau der Schaltung

Das Platinenlayout des AC-Verstärkers zeigt *Bild 4* und den Bestückungsplan *Bild 5*. Die Platine sollte aus doppelseitig kaschiertem Pertinax hergestellt werden, wobei auf der einen Seite die gesamte Kupferschicht als Abschirmung belassen wird. Nach dem Bohren der Platine werden auf der Abschirmseite diejenigen Bohrungen angesenkt (mit 7-mm-Bohrer), an denen die Bauteile nicht auf Masse liegen. Die Kupferfläche auf der Bestückungsseite sollte an mehreren Stellen mit Masse verbunden werden. Zur einwandfreien Funktion der Schaltung muß sie in ein Gehäuse aus verzinktem oder verzinntem Eisenblech als Abschirmung eingebaut werden. Die Vorwiderstände für P 2a werden direkt am Potentiometer angelötet. Werden sowohl Verstärker als auch Zähler an demselben Netzteil betrieben, so zeigen sich auf der Betriebsspannung überlagerte Rechtecksignale vom Zähler, die unbedingt beseitigt werden müssen. Als geeignete Maßnahme zeigte sich der Einbau eines 1000-µF-Elkos direkt auf der Zählerplatine zwischen 5 V und Masse und einer Spule mit 350 µH in Serie.

Sollte sich beim Testen des Verstärkers bereits bei kleinen Signalamplituden eine einseitige Begrenzung zeigen, so kann diese durch Verändern von R 2 behoben werden (bei der Testschaltung auf 2 kΩ reduziert). Bei großen Eingangsspannungen (10 V_{ss}) konnte eine Veränderung des Impuls/Pausenverhältnisses bei dem begrenzten Analogsignal festgestellt werden. Falls dies für die Messung störend sein sollte, kann mit dem Empfindlichkeitsregler P 1 die Amplitude des Eingangssignals verkleinert werden.

Bei der Testschaltung wurde der in Bild 3 gezeichnete Empfindlichkeits-

Bild 4. Platinen-Layout des AC-Verstärkers

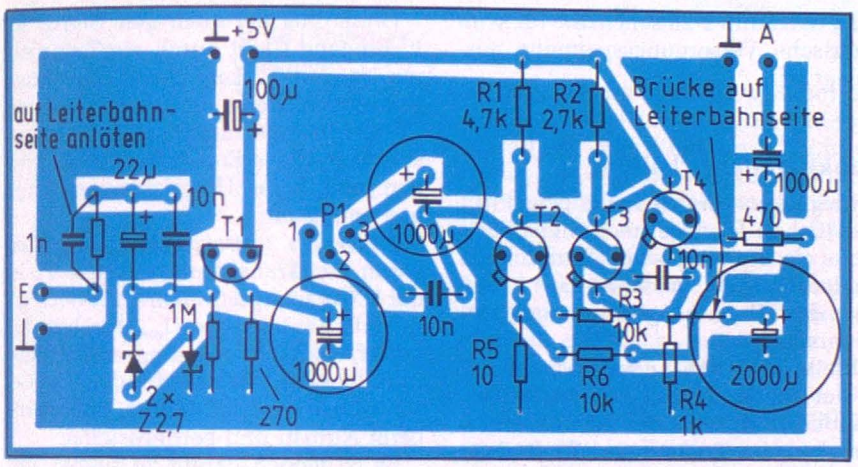


Bild 5. Bestückungsplan des AC-Verstärkers

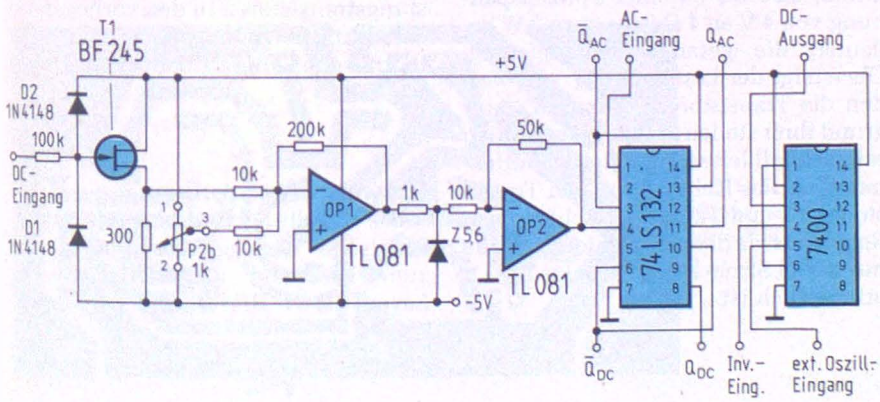


Bild 6. Schaltung für DC-Verstärker, Schmitt-Trigger und Inverter

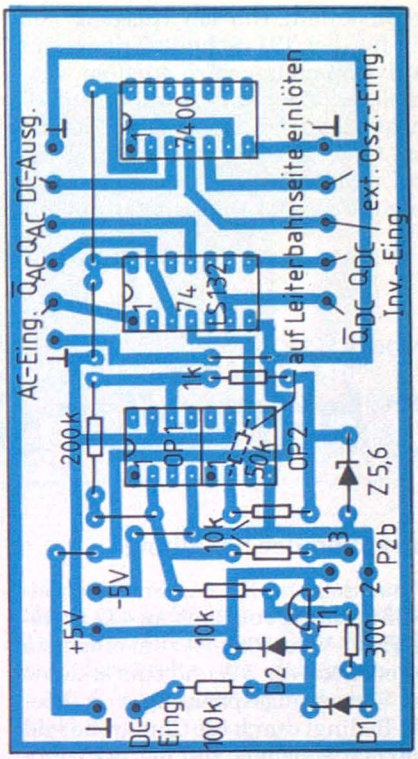


Bild 8. Bestückungsplan des DC-Verstärkers

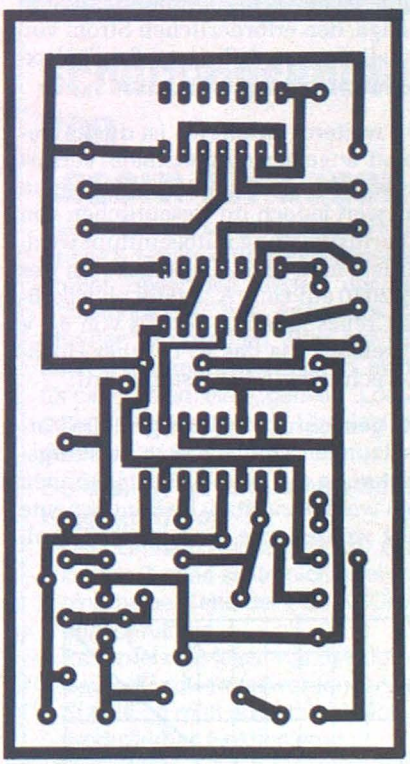


Bild 7. Platinen-Layout des DC-Verstärkers

verlauf gemessen. Im größten Teil des Frequenzbereiches genügt also schon eine Eingangsspannung von ca. 1 mV_{eff} zur einwandfreien Messung. Um die Triggerschwelle feststellen zu können, sollte nach dem Schmitt-Trigger ein Ausgang für den Anschluß eines Oszillografs vorhanden sein (Bild 1). Prinzipiell können beide Eingänge A und B des Zählers bis 500 MHz oder mehr ausgebaut werden. Meist genügt es jedoch, einen Kanal (A) bis 500 MHz und den anderen Kanal (B) bis 10 MHz auszubauen.

Schaltung des DC-Verstärkers, Schmitt-Triggers und Inverters

Bild 6 zeigt die komplette Schaltung. Der DC-Verstärker verarbeitet niederfrequente Signale mit einer Amplitude größer ca. 100 mV. Der Frequenzbereich erstreckt sich von DC bis ca. 100 kHz. Die Signalform ist beliebig. OP 1 ist als Addierer und Verstärker beschaltet. Am Summierpunkt wird mit P 2b eine Gleichspannung mit maximal ± 5 V addiert. Gleichzeitig kann damit auch der Triggerpunkt eingestellt werden. Das Signal wird 20fach verstärkt

und invertiert. Um am Ausgang von OP 2 für den TTL-Schmitt-Trigger nur positive Spannungen zu erhalten, werden sie mittels der Zenerdiode auf einen Maximalwert von + 0,3 V stabilisiert. OP 2 verstärkt noch einmal um den Faktor 5. Mit dem nachfolgenden Schmitt-Trigger 74132 werden sowohl die Signale des DC- wie auch des AC-Verstärkers in TTL-Signale umgeformt. Es stehen jeweils auch die invertierten Signale zur Verfügung. Die NAND-Gatter des 7400 dienen zum Einlesen einer externen Frequenz, um sehr lange Zeiten messen zu können. Das Eingangssignal bildet dabei die Torzeit und die Messung erfolgt über Ereigniszählung. *Bild 7* zeigt das Platinen-Layout, *Bild 8* den Bestückungsplan.

Der komplette Zusammenbau erfolgt nach Bild 1. Für die Verbindungen der einzelnen Platinen, Schalter und Potentiometer müssen abgeschirmte Leitungen verwendet werden.

Herbert Sax

IC betreibt 50-Watt-Hi-Fi-Endstufe

Konzeption der Schaltung

Voraussetzung für das Erreichen einer Nf-Leistung von 50 W an 4 Ω bei einem Hi-Fi-Verstärker ist zum einen ein Spitzenstrom von 5 A und zum anderen eine Versorgungsspannung von über 40 V. Bedingt durch die Chipgröße und zusätzlich abhängig von der SOA-Protection, ist der TDA 2030 allein nicht in der Lage, den erforderlichen Strom von 5 A zu liefern, so daß ein großer Teil extern aufgebracht werden muß.

Ein weiteres Hindernis ist die im Datenblatt angegebene maximale Versorgungsspannung von 36 V, deren Grenzwert jedoch im wesentlichen von der Verlustleistung mitbeeinflußt wird. Limitiert man den Ausgangsstrom des TDA 2030 auf ca. 1 A, ist die physikalische Grenzspannung des ICs von 44 V zu erreichen, da das IC in einer Hochvolt-Technologie hergestellt wird.

Die genannten Forderungen, die Voraussetzungen sind für eine Leistungserweiterung auf 50 W (*Bild 1*), können durch wenige zusätzliche Bauelemente erfüllt werden. Sie sind in der Schaltung nach *Bild 2* zu sehen, die für symmetrische Versorgungsspannung ausgelegt ist.

Funktion der Schaltung

Liegt ein Nf-Signal am Eingang Pin 1 des ICs, so fließt je nach Signalhalbwelle ein Strom + oder – V_s durch die niederohmigen Widerstände R7/R8 über den IC-Ausgang Pin 4 zum Lastwiderstand R_L.

Bleibt der Strom I_4 deutlich unter 1 A, ist der Spannungsabfall an den Widerständen R7/R8, die den Basis-Emitter-Strecken der Transistoren T1 und T2 parallel liegen, nicht hoch genug, um diese zu öffnen und einen Kollektorstrom fließen zu lassen. Das IC übernimmt also bis zu einer Spitzenspannung von 4 V an 4 Ω (was etwa 2 W bedeutet) die gesamte Steuerleistung. Übersteigt der Laststrom I_{out} 1 A, werden die Transistoren T1 bzw. T2 aufgrund ihrer steilen Eingangskennlinien sehr schnell leitend und liefern Kollektorstrom. Das IC bildet mit den Transistoren T1 und T2 einen geschlossenen Regelkreis, da deren Kollektoren gerade nur soviel Strom liefern, wie für $I_{out} - I_4$ erforderlich ist.

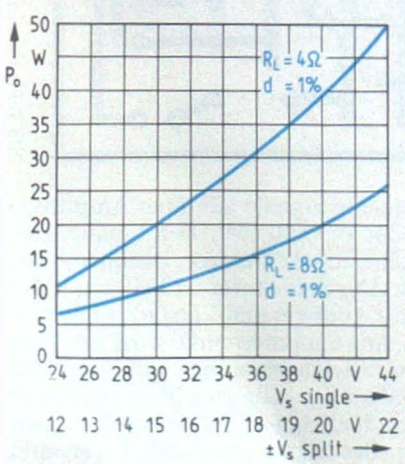
Ohne oder bei niedrigem Signal am IC-Eingang fließt durch die Transistoren T1 und T2 kein Strom, auch kein Ruhestrom, denn diese sind gesperrt. Da das IC eine interne Ruhestromversorgung seiner Endstufe enthält, können auch keine Übernahmeverzerrungen entstehen.

Auch bei einsetzendem Kollektorstrom der Transistoren T1 und T2 ist der IC-Ausgangsstrom mit 1 A noch genügend am Laststrom I_{out} durch R_L beteiligt, um Übernahmeverzerrungen mit Sicherheit zu unterbinden. Die Gesamtschaltung ist daher unkritisch beim Aufbau und betriebssicher.

Es ist jedoch darauf zu achten, daß die beim IC sonst übliche Sicherheit gegen Kurzschluß nicht mehr gegeben ist, da der Kollektorstrom der externen Leistungstransistoren in den vorliegenden Schaltungen nicht begrenzt ist. Der thermische Schutz arbeitet jedoch nach wie vor.

Hinweise zum Aufbau

Die Schaltung in *Bild 3* mit unsymmetrischer Versorgungsspannung wird zum Nachbau vorgeschlagen. Das Layout ist in *Bild 4* und der Bestük-



◄ Bild 1. Ausgangsleistung in Abhängigkeit der Versorgungsspannung bei 1 % Klirrfaktor

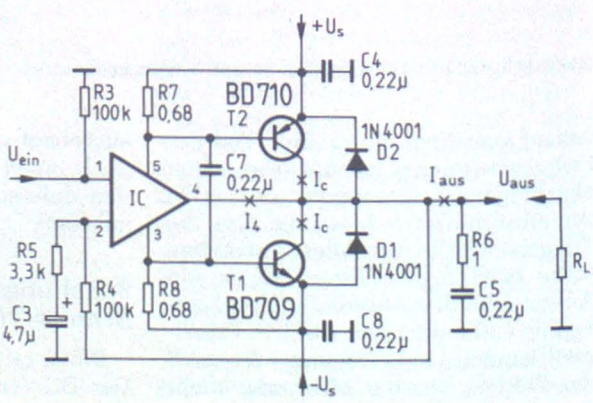


Bild 2. ► Schaltung des Verstärkers für symmetrische Versorgungsspannung

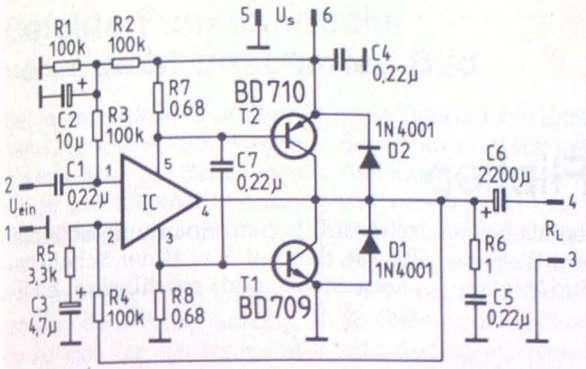


Bild 3. Schaltung des Verstärkers für unsymmetrische Versorgungsspannung

Tabelle 1: Technische Daten

Versorgungsspannung:	max. 44 V
Lastwiderstand:	min. 4 Ω
Ausgangsleistung:	siehe Bild 1
Verstärkung:	30 dB (Änderung durch R4)
Ruhestrom:	40 mA

Tabelle 2: Stückliste

IC	TDA 2030	C1	0,22 µ
T1	BD 709, BD 203 oder BDX 77	C2	10 µF/25-V-Elko
T2	BD710, BD 204 oder BDX 78	C3	4,7 µF/25-V-Elko
R1	100 kΩ	C4	0,22 µF
R2	100 kΩ	C5	0,22 µF
R3	100 kΩ	C6	2200µF/25-V-Elko
R4	100 kΩ	C7	0,22 µF
R5	3,3 kΩ	C8	0,22 µF (nur Bild 2)
R6	1 Ω	D1	1N 4001
R7	0,68 Ω	D2	1N 4001
R8	0,68 Ω		

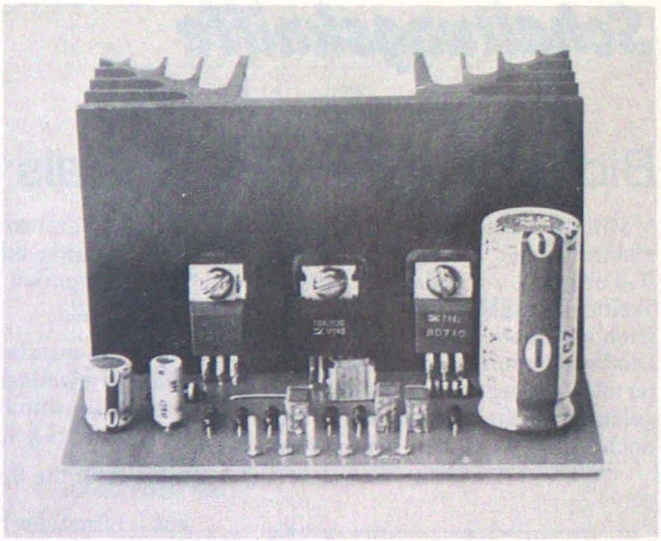


Bild 6. ▶ Betriebsfertige Platine mit montiertem Kühlkörper

kungsplan in *Bild 5* dargestellt. Sowohl die Transistoren als auch das IC müssen isoliert auf dem Kühlkörper montiert werden, da sie unterschiedliche Potentiale aufweisen. Im Interesse der Zuverlässigkeit des Aufbaus sollte der Wärmewiderstand des Kühlkörpers nicht über 2 K/W liegen. Die beiden Schraubbefestigungspunkte A und B (Bild 5) müssen elektrisch miteinander verbunden werden, wenn sie es nicht schon über den Kühlkörper sind. Den Aufbau und die Montage des Kühlkörpers zeigt *Bild 6*. Bei Verwendung eines unstabilisierten Netzteils ist darauf zu achten, daß die Leerlauf-Gleichspannung 44 V nicht übersteigt. Technische Daten und Stückliste sind den *Tabellen 1 und 2* zu entnehmen. Der nächste Beitrag beschreibt die Schaltung einer 70-W-3-Weg-Aktivbox mit dem TDA 2030.

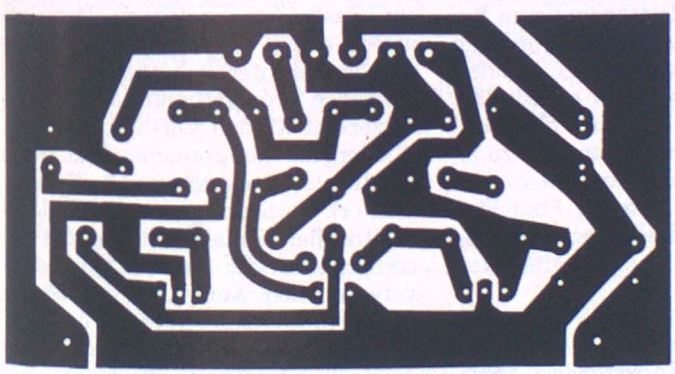


Bild 4. Platinen-Layout der Schaltung nach Bild 3

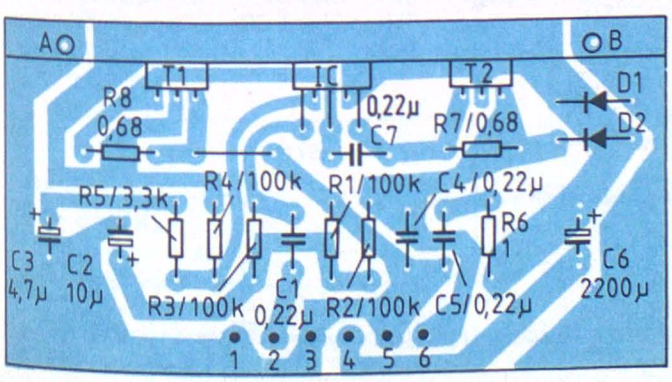


Bild 5. Bestückungsplan der Schaltung nach Bild 3

Schaltungskniffe – von Lesern für Leser

Diese Sparte innerhalb der Rubrik Praxis & Hobby erfreut sich allgemein großer Beliebtheit. Jeder, der eine Schaltungsidee hat, kann bei den „Kniffen" mitmachen. Wer hat nicht beim Experimentieren schon einmal für ein Problem eine „geniale" Lösung gefunden, die sich lohnt, der Nachwelt erhalten zu werden?

So stellen wir uns einen Schaltungskniff vor:

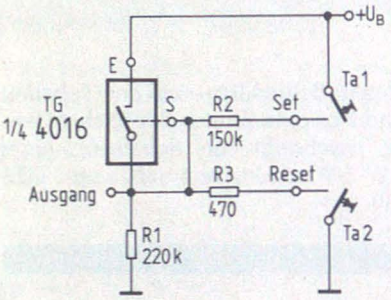
- Der Umfang einschließlich eines kurzen Textes sollte nicht mehr als eine halbe Seite der FUNKSCHAU beanspruchen.
- Es sollen wirklich handelsübliche Bauteile verwendet werden, und die Schaltung muß auch tatsächlich reproduzierbar funktionieren.
- Die Kosten für die Bauteile dürfen nicht wesentlich über 20 DM liegen.
- Der Schaltungskniff muß auch „kneifen". Schicken Sie uns deshalb keine Standardschaltungen.

200 DM erhalten Sie für Ihre Mühe, wenn Ihr Beitrag in der FUNKSCHAU veröffentlicht wird.

Schaltungskniffe

Bidirektionaler Schalter als RS-Flipflop

Mit der Tatsache, daß beim Entwurf elektronischer Schaltungen einzelne IC-Funktionen wie Gatter, Inverter und Treiber übrigbleiben, sieht sich der (Hobby-)Elektroniker öfter konfrontiert. Die Verwendung von Gattern als Inverter oder Treiber (und ggf. umgekehrt) ist geläufig. Nicht bekannt sein dürfte jedoch, daß sich ein bidirektionaler Schalter (Transmission Gate) als bistabiler Schalter oder Speicher (RS-Flipflop) verwenden läßt. Das *Bild* zeigt die Schaltung.



Bidirektionaler Schalter (Transmission Gate TG) als RS-Flipflop

Das Transmission Gate (TG) selbst schaltet jeweils dann von A nach E und umgekehrt durch, wenn der Steuereingang S auf H gelegt wird. Praktisch genügt dafür die Spannung $\leqq \frac{U_B}{2}$. Mit S auf L öffnet der Schalter.

Setzen des RS-Flipflop (Set)

Nimmt man zunächst an, daß der Schalter offen sei (A = L), dann liegt wegen der Verbindung des Ausgangs A zum Steuereingang S auch S auf L – der Schalter bleibt offen. Schließt man den Taster Ta 1, dann steigt das Potential an S durch den Spannungsteiler R 2/R 1 soweit an, daß der Schalter TG schließt. Der Strom durch den Schalter erzeugt auch nach Öffnen von Ta 1 einen ausreichend hohen Spannungsabfall an R 1, so daß mit S = H der Schalterzustand stabil und geschlossen bleibt. A = H.

Rücksetzen des RS-Flipflop (Reset)

Der Innenwiderstand Ri beträgt größenordnungsmäßig ca. 1 kΩ. Beim Schließen des Reset-Tasters Ta 2 sinkt das S-Potential wegen des Spannungsteilers Ri/R 3 unter der H-Schwelle, der Schalter öffnet, und nach Öffnen des Tasters erhält S über R 1 L-Potential. Der Schalter bleibt somit geöffnet und stabil: A = L.

Als RS-Flipflop eignet sich das TG besonders zur Ansteuerung durch getrennte Setz- und Rücksetzeingänge. Während der Wert von R 3 in der Größenordnung von Ri liegen muß, lassen sich R 1 und R 2 in weiten Grenzen variieren.

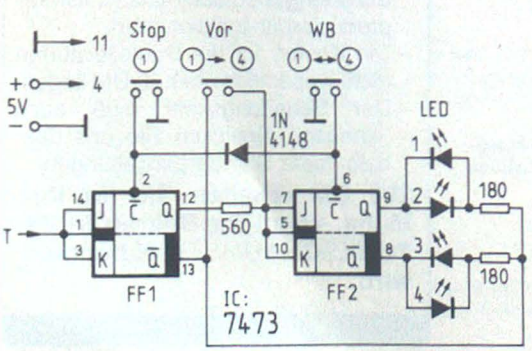
Michael Arnoldt

Trickreiches 4-Kanal-Lauflicht

Bild 1 zeigt die Schaltung eines 4-Kanal-Lauflichtes mit geringem Aufwand. Die LEDs leuchten in der Reihenfolge 4-3-2-1 usf. auf. Wird der Kontakt „Vor" geschlossen, kehrt sich die Reihenfolge um; schließt man „WB", so blinken LED 1 und 4 wechselweise auf. Schließen von „Stop" setzt beide Flipflops zurück und läßt so LED 1 konstant leuchten. Ordnet man die LEDs „ringförmig" an, so kann man „WB" durch einen Kontakt von Pin 2 nach Pin 13 ersetzen, LED 1 und 3 blinken dann wechselweise. Die 180-Ω-Widerstände begrenzen den Strom durch die LEDs und verhindern, daß eine zweite LED wegen zu hoher Restspannung an Pin 13 mitglimmt; gegebenenfalls müssen die Widerstandswerte etwas geändert werden. Ebenso kann es erforderlich sein (je nach IC), Pin 2 und 6 über Pull-Up-Widerstände (560 Ω) an Plus zu legen, was den Stromverbrauch von ca. 25 mA bei geschlossenen Kontakten verdoppelt. Die Versorgungsspannung von 5 V sollte genau eingehalten werden.

In der gezeigten Form wurde die Schaltung in ein Kassettendeck eingebaut und mit zusätzlichen Kontakten am Tastensatz gesteuert. Der Takt wurde einem Oszillator nach *Bild 2* entnommen, der sich ebenfalls durch niedrigen Stromverbrauch auszeichnet. Angezeigt werden Vor- und Rücklauf, Wiedergabe (langsamerer Takt durch Parallelschaltung von 2x 10 µF im Oszillator), Stop und Pause („WB"). Bei elektrischer Endabschaltung des Recorders kann der Takt auch den dafür vorgesehenen Kontakten am Wickeldorn entnommen werden. Natürlich eignet sich die Schaltung auch für andere Zwecke, z. B. Ansteuern von Triacs über LDRs für ein „großes" Lauflicht.

Joachim Eckert



◄ Bild 1. 4-Kanal-Lauflicht mit nur einem IC

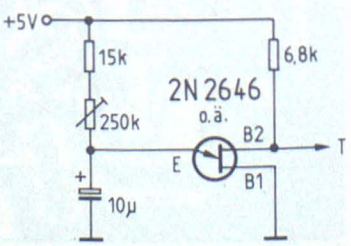


Bild 2. ► Einfacher Taktgenerator mit niedrigem Stromverbrauch

Helmut Bichler, Peter Krüger

Frequenzzähler für LMK- und UKW-Empfänger

Der Baustein SDA 5680 enthält die gesamte Elektronik zur digitalen Frequenzanzeige bei Rundfunkempfängern. Er verarbeitet die Oszillatorfrequenz des Tuners; auf der Anzeige erscheint die Empfangsfrequenz. Zur Anzeige dient ein 5stelliges LCD-Display im Multiplexbetrieb, welches speziell auf diesen Baustein zugeschnitten ist.

Funktionsweise des ICs

Den Aufbau des SDA 5680 zeigt *Bild 1* als Blockschaltbild mit der erforderlichen Außenbeschaltung. Die Oszillatorfrequenz des UKW-Tuners wird über einen Kondensator an den Eingang „UKW" (Pin 2) gelegt, der LMK-Oszillator an den Eingang „O1" (Pin 4). Bei Kurzwellenbereichen mit Doppelüberlagerung wird der zweite KW-Oszillator zusätzlich an den Eingang „O2" (Pin 5) gelegt.

Der Steuerungsblock wird statisch von den Eingängen B1, B2 und ZF programmiert. Seinen Takt erhält er von der heruntergeteilten Quarzfrequenz.

Die Frequenz des ausgewählten Tuneroszillators wird über einen Vorteiler auf eine Frequenz herabgesetzt, die der Vor-Rückwärtszähler verarbeiten kann.

Eigenschaften

Der Zähler SDA 5680 läßt sich für Frequenzbereiche von Langwelle bis Ultrakurzwelle verwenden. Die 5stellige Anzeige ergibt bei UKW eine Auflösung von 10 kHz, bei allen anderen Bereichen von 1 kHz. Die Anzeigegenauigkeit ist selbst für hochwertige Hi-Fi-Geräte ausreichend genau, da die Torzeit des Zählers von einem 4-MHz-Quarz abgeleitet wird. Durch das Minimum an externen Bauteilen sind die Störquellen fast eliminiert. Die verbleibenden Störfaktoren sind:

Das LCD-Display mit einer Rechteck-Spannung und Stromamplituden im Bereich von Mikroampere. Zur Abschirmung dieses überwiegend statischen Feldes reicht der Einbau in ein Alugehäuse.

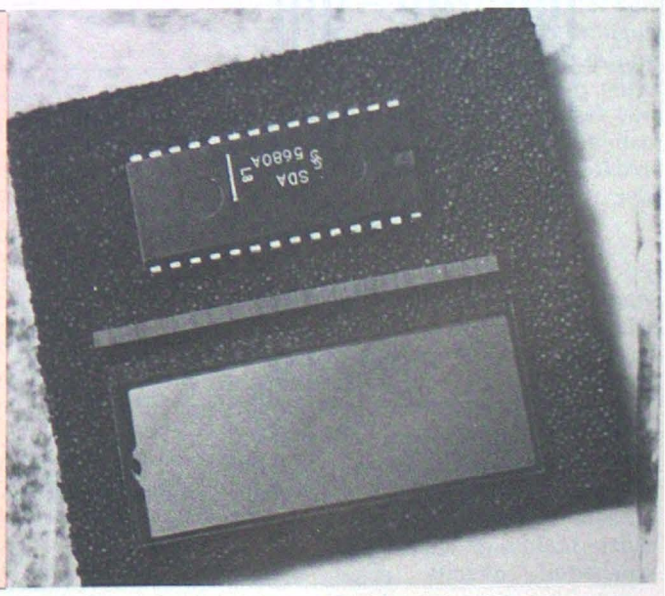
Der Quarzoszillator erzeugt im Abstand von 4 MHz Oberwellen. Ein Kondensator parallel zu den Anschlüssen Qu1 und Qu2 (Pins 10 und 11) vermindert die Oberwellenstörungen. Die Zuleitung der Oszillatorfrequenzen muß mit abgeschirmter Leitung (Koaxial-Kabel) erfolgen. Wenn die Ausgänge des Tuneroszillators nicht rückwirkungsfrei sind, ist eine Transistortrennstufe notwendig (*Bild 2*). Bei UKW ist keine Trennstufe erforderlich.

Das LCD-Display und seine Ansteuerung

Die 3-Schritt-Multiplexansteuerung des Displays macht es möglich, alle 39 Segmente mit nur 17 Anschlüssen anzusteuern.

Die auf der Rückseite des Displays aufgeklebte Polarisationsfolie ist als Transflektor ausgelegt. Damit ist das Display am Tag reflektiv und bei Nacht mittels einer Hintergrundbeleuchtung transmittiv ablesbar.

Die Kontaktierung des Displays auf einer gedruckten Schaltung, deren Anschlüsse mit dem 2-mm-Anschlußraster und der Anschlußbelegung des Displays übereinstimmen, erfolgt über einen Leitgummi mit den Abmessungen 1,5 mm x 1,25 mm x 50,8 mm. Der Leitgummi ist im Raster von 0,25 mm aus leitenden und nichtleitenden Elementen aufgebaut, so daß eine genaue Positionierung dieses Verbindungselementes beim Zusammenbau nicht



Die erforderlichen Spezialbauteile: oben im Bild das LCD-Display FAN 5132 T, unten der Zählerbaustein SDA 5680; dazwischen der lamellierte Leitgummi zur Kontaktierung des Displays auf der Leiterplatte (Foto: Knoll)

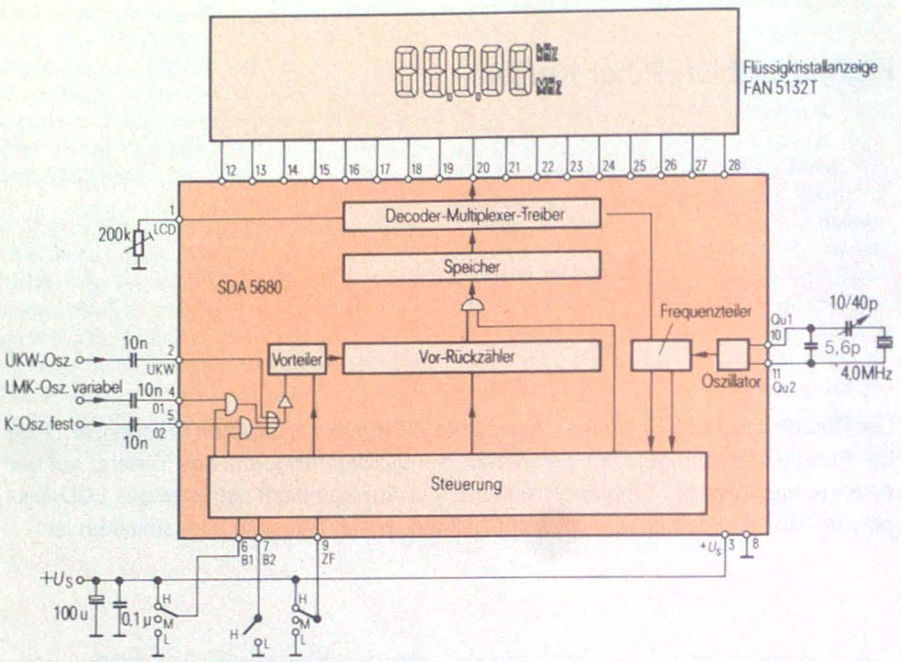


Bild 1. Blockschaltbild des SDA 5680 mit der erforderlichen externen Beschaltung

Die Schwellspannung U_o des Displays, ausschlaggebend für Sichtwinkel und Kontrast, ist mit –10 mV/K temperaturabhängig, jedoch wird dieser Temperaturgang zum Teil vom Ansteuerbaustein kompensiert. Im Betriebstemperaturbereich von 10°C bis 50°C ist eine Spannungsnachregelung von U_o nicht erforderlich. Ist jedoch ein vergrößerter Betriebstemperaturbereich erwünscht, besteht die Möglichkeit, über den Pin 1 (LCD) des SDA 5680 die Spannung temperaturabhängig, z. B. mit einem Kaltleiter, zu regeln. An Pin 1 wird der Sollwert für die Schwellspannung U_o im Bereich von 0,85 V bis 1,25 V mit einem Widerstand (typisch 70 kΩ) eingestellt. So können Exemplarstreuungen in der Schwellspannung der Displays ausgeglichen werden.

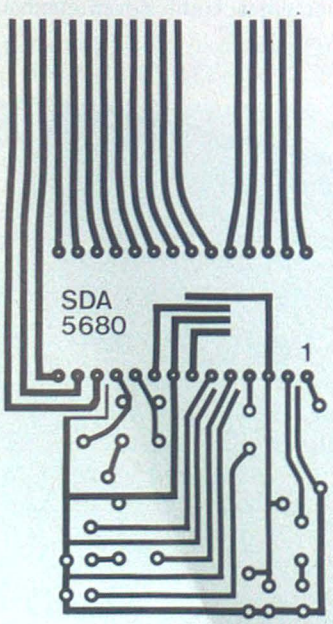
Als Ansteuerfrequenz des Displays wurden 52 Hz gewählt. Diese Frequenz liegt einerseits höher als die Flimmergrenze und trägt andererseits zum geringen Stromverbrauch bei.

erforderlich ist. Mittels eines Rahmens, der je nach Anwendungsfall selbst anzufertigen ist, wird das Diplay auf der gedruckten Schaltung mit leichtem Druck befestigt.

Da das Display durch das IC mit Wechselspannung betrieben wird, treten keine Elektrolyseerscheinungen in der Zelle auf. Weil jeder Matrixpunkt auf einem definierten Potential liegt, wird das Übersprechen der Matrixpunkte untereinander vermieden. Nicht angesteuerte Segmente liegen knapp unterhalb des Potentials der optischen Ansprechschwelle auf der Spannung U_o. Angesteuerte Segmente erhalten während der Aktivierungsphase die dreifache Spannung U_o. Für den optischen Effekt maßgebend ist jedoch der Effektivwert der Spannung (berechnet aus einem Multiplexzyklus).

Aufbau der Frequenzanzeige-Einheit

Die komplette Anwendungsschaltung zeigt bereits Bild 1. Für einen problemlosen Aufbau sorgt die Platine in *Bild 3*. Das IC und alle externen Bauteile werden normal bestückt, das Display dagegen befindet sich auf der Leiterbahnseite. *Bild 4* zeigt den Bestükkungsplan.



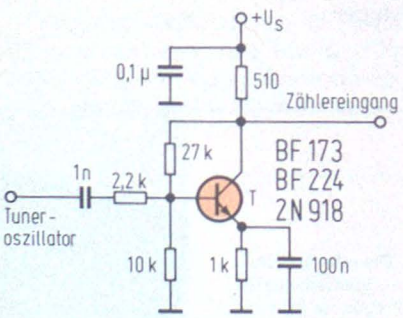


Bild 2. Zum rückwirkungsfreien Betreiben des Zählers am Tuneroszillator kann diese Transistortrennstufe erforderlich sein

◄ Bild 3. Platine für den Aufbau des Frequenzzähl-Moduls

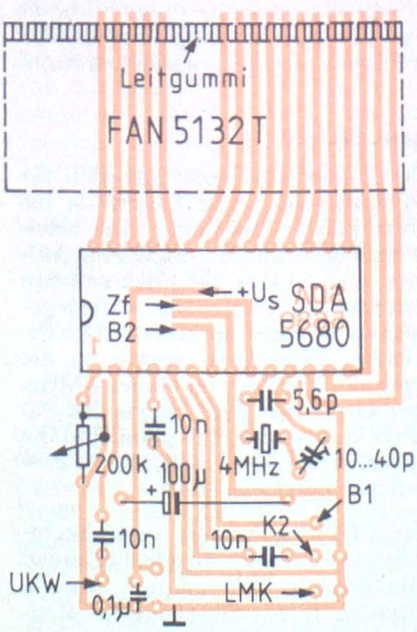


Bild 4. ► Bestückungsplan. Dabei ist zu beachten, daß die LCD-Anzeige mit Hilfe eines Rahmens auf der Leiterbahnseite zu fixieren ist

Das Display wird mittels Leitgummi mit der Platine elektrisch verbunden. Ein angeschraubter Rahmen, welcher gerade das Anzeigenfeld freiläßt, preßt Platine, Leitgummi und Display zusammen. Die Berührstellen zwischen Display und Halterung sollten mit Leinenklebeband versehen werden, damit die Glasflächen der Anzeige nicht durch punktförmige Druckstellen belastet werden und eventuell brechen.

Die Bereichswahl geschieht nach *Tabelle 1*.

Zf-Abweichung von der Nennfrequenz

Wie im ersten Abschnitt erläutert, muß der Zähler auch die Zwischenfrequenz verarbeiten. In *Tabelle 2* sind die im Zähler fest verdrahteten Zwischenfrequenzen angegeben. Geringe Abweichungen der Zf-Filter von der Sollmittenfrequenz lassen sich durch Programmierung am Eingang „ZF" ausgleichen.

Der Eingang „ZF" benötigt die gleichen logischen Pegel wie der Eingang „B1". Weitere technische Angaben sind *Tabelle 3* zu entnehmen.

Literatur

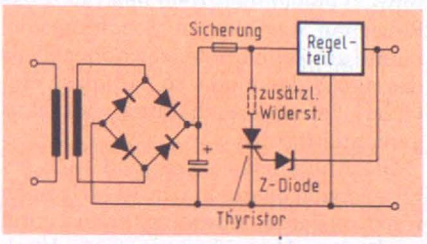
Siemens Bauteile Report, Heft 2 (April 1979)

Stichworte zum Inhalt

LCD-Frequenzanzeige, 3-Schritt-Multiplexansteuerung, SDA 5680, FAN 5132 T

Überspannungsschutz für Netzteile

Geregelte Netzteile in elektronischen Geräten verhalten sich gelegentlich wie Zeitbomben mit unbekanntem Zündzeitpunkt: Tritt ein Defekt im Netzteil auf, hat das oft katastrophale Folgen für die nachfolgende Elektronik. Die ungeregelte Eingangsspannung des Netzteiles ist praktisch immer viel größer als die geregelte Ausgangsspannung. Wenn jetzt diese hohe Spannung in die nachfolgende Elektronik gelangt, wird oft unverhältnismäßig hoher Schaden angerichtet, weil die maximale Betriebsspannung von z. B. integrierten Schaltungen viel niedriger ist.



Wertvolle Schaltungen lassen sich so vor Überspannungen durch Netzteil-Defekte schützen

Mit nur drei zusätzlichen Bauelementen kann jedes Netzteil mit einer Sicherung versehen werden, die solche Schäden zuverlässig verhindert (*Bild*). Die Schaltung besteht aus einer Schmelzsicherung, einem Thyristor und einer Z-Diode. Die Z-Diode wird leitend, wenn die Ausgangsspannung des Netzteils größer wird als die Zener-Spannung der Diode. Der Thyristor zündet und schließt die Eingangsspannung des Netzteils kurz. Die Schmelzsicherung brennt durch. Der Thyristor zündet sehr viel schneller als die flinkste Sicherung; es ist also immer 100%iger Schutz gewährleistet.

Die Schmelzsicherung muß für den maximalen Ausgangsstrom bemessen sein. Sie kann ruhig eine träge Charakteristik haben. Der Thyristor sollte mindestens den doppelten Ausgangsstrom schalten können. Zum Schutz des Thyristors kann ein Widerstand in Serie geschaltet werden. Der Wert des Widerstandes sollte so gewählt werden, daß bei gezündetem Thyristor der Kurzschlußstrom zum sofortigen Durchbrennen der Schmelzsicherung ausreicht.

Als Z-Diode genügt ein 400-mW-Typ. Der Spannungswert der Z-Diode kann frei gewählt werden und richtet sich nach der Höhe der Spannung, die überwacht werden soll. Er sollte mindestens 5% größer als die Ausgangsspannung des Netzteiles sein. Werte zwischen den Normwerten findet man durch Aussuchen; zur Not kann auch eine Siliziumdiode zur Z-Diode in Serie geschaltet werden. Die beschriebene Anordnung hat sich in zahlreichen Geräten bestens bewährt.

Erwin Futterknecht

Tabelle 1: Wahl des gewünschten Frequenzbereichs

B1 (Pin 6)	B2 (Pin 7)	aktive Eingänge	Bereich
L	beliebig	O1	LM
M	L	O1	K (einf. überl.)
M	H	O1, O2	K (dopp. überl.)
H	beliebig	UKW	UKW

Eingang B1 ist unbeschaltet M; L = 0,0...0,2 V — Eingang B2 ist unbeschaltet H: M = 1 V oder frei, H = 2,4...5,0 V

Tabelle 2: Programmierung der ZF

ZF (Pin 9)	LMK	UKW
L	459 kHz	10,67 MHz
M	460 kHz	10,7 MHz
H	461 kHz	10,72 MHz

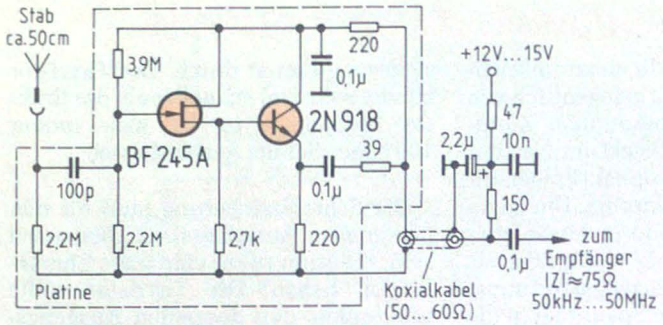
Tabelle 3: Technische Daten

Gehäuse: DIL 28
Versorgungsspannung: 5 V
Stromaufnahme: 30 mA
Eingangsspannungen an den Tuneroszillatoreingängen 01, 02 und UKW in den Bereichen
– LM: min. 150 mV_{eff}
– K und UKW: min. 40 mV_{eff}

Aktive Empfangsantenne

Antennen pflegt man aus mancherlei Gründen nicht immer in unmittelbarer Nähe des damit verbundenen Empfängers aufzustellen – zum Beispiel, um aus dem Störnebel eines Gebäudes herauszukommen. Damit die Störungen aber nicht durch direkte Einstrahlung in die Antennenzuleitung doch wirksam werden, muß ein Koaxkabel verwendet werden, dessen Wellenwiderstand irgendwie an den Fußpunktwiderstand der Antenne angepaßt sein muß.

Hier wird nun eine Antenne beschrieben, die speziell für einen Nachrichtenempfänger im Bereich 50 kHz bis 30 MHz entwickelt wurde. Während es bei schmalen Frequenzbereichen, z. B. für das 11-m-CB-Band, noch möglich ist, den Strahler mittels eines passiven LC-Netzwerks an das Koaxkabel anzupassen, ist dieser Weg bei einem derart breiten Bereich völlig ungangbar. Die Anpassung geschieht daher mittels eines aktiven Impedanz-



◀ Bild 1. Eingangsschaltung und Fernspeisung einer aktiven Empfangsantenne für den Frequenzbereich 50 kHz bis 30 MHz

Bild 2. ▶
Platine für die Eingangsschaltung

wandlers, der aus einem FET und einem Hf-Transistor besteht (*Bild 1*). Der Strahler bzw. das empfangende Element besteht aus einem etwa 0,5 m langen, senkrecht stehenden Stab, der im interessierenden Frequenzbereich praktisch eine reine Kapazität darstellt (ca. 5 pF). Dieser Generator-Blindwiderstand wird mit der FET-Eingangskapazität und einem reellen Impedanzanteil belastet, der bei tiefen Frequenzen etwa bei 800 kΩ liegt.

Selbstverständlich ist eine ideale Anpassung über den Bereich 50 kHz bis 30 MHz kaum möglich. Vor allem wäre es erforderlich, die kapazitive Antenne mit einer induktiv wirkenden Eingangsschaltung zu belasten, damit sich die Blindanteile kompensieren. Wegen der Schmalbandigkeit von LC-Schaltungen ist das aber leider undurchführbar. Die Empfindlichkeit einer aktiven Breitbandantenne ist also stets etwas schlechter als die einer Antenne, die auf die jeweilige Betriebsfrequenz exakt abgestimmt ist.

Ein weiteres Problem bei aktiven Breitbandantennen ist, daß im Bereich 50 kHz...30 MHz zahlreiche starke Sender eine erhebliche Summenfeldstärke produzieren, so daß ohne weiteres eine Strahler-Fußpunktspannung von 100 mV auftreten kann.

Die in diesem Beitrag beschriebene Eingangsschaltung verkraftet aber noch Eingangsspannungen bis zu etwa 400 mV (effektiv, Sinusform). Übersteuerungen sind also nur bei zu langem Strahler zu befürchten und daran zu erkennen, daß starke Sender auch auf ganzzahligen Vielfachen ihrer Frequenzen zu hören sind.

Zur Spannungsversorgung des Eingangsteils dient eine Fernspeisung über das Koaxkabel. Hf-Fetischisten werden bemängeln, daß dabei Widerstände zur Spannungszuführung verwendet werden, deren Eigenrauschen zu einer Empfindlichkeitsverschlechterung führt. Versuche ergaben aber, daß das Rauschen der aktiven Schaltungselemente um Zehnerpotenzen höher ist als das der Widerstände, so daß diese einfache Fernspeiseschaltung durchaus gerechtfertigt ist.

Die Antenne ist prinzipiell auch bei Frequenzen oberhalb von 30 MHz noch funktionsfähig. Allerdings treten dann qualitative Verschlechterungen durch Änderung der Impedanzen des Strahlers, des Eingangs-FETs und des Emitterfolger-Transistors ein. *Bild 2* gibt eine kleine Platine wieder, *Bild 3* ihren Bestückungsplan. *Herwig Feichtinger*

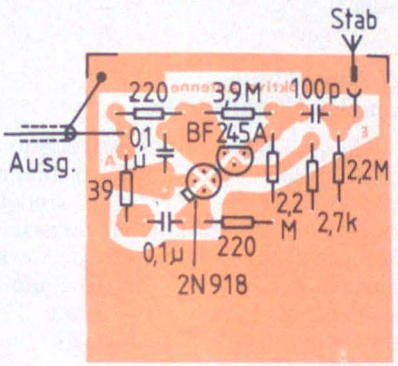


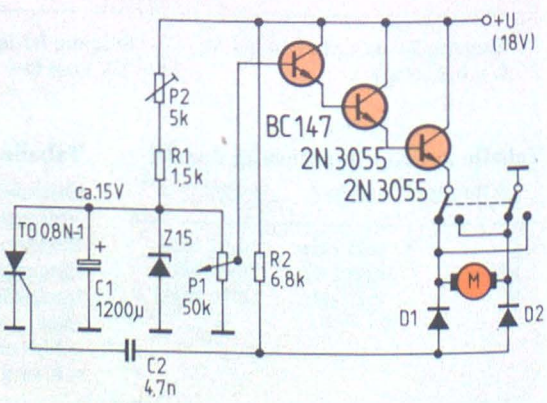
Bild 3. Bestückungsplan. Beim Aufbau empfiehlt es sich, den Stab nicht mit einer Koaxbuchse, sondern z. B. einer Bananenbuchse zu befestigen, um die Eingangskapazität gering zu halten

Netzgerät für Modellbahnen

Bei Modellbahnen soll sich die Fahrtrichtung umkehren lassen. Das ist entweder mit einer doppelten Spannungsversorgung oder einer einfachen Spannungsversorgung mit Polwendeschalter möglich. Wenn im letzteren Fall eine hohe Spannung anliegt, erfolgt der Fahrtrichtungswechsel jedoch sehr hart.

Das Netzgerät im *Bild* vermeidet diesen Nachteil. Die Ausgangsspannung ist mit P 1 einstellbar und im vorliegenden Fall auf etwa 13 V begrenzt. Parallel zur Z-Diode liegen der relativ große Kondensator C 1 und ein Thyristor, dessen Gate über C 2 mit R 2 und den Dioden D 1 und D 2 verbunden ist. Während des Fahrbetriebes liegt D 1 oder D 2 an Masse, die jeweils andere Diode sperrt. Durch jeden Umschaltvorgang werden kurzzeitig beide Dioden von Masse getrennt, ein positiver Impuls über R 2 zündet den Thyristor, der den Elko C 1 entlädt, bis der Haltestrom unterschritten wird: Die Bahn stoppt und setzt in der anderen Richtung mit allmählich zunehmender Geschwindigkeit die Fahrt fort.

Mit der angegebenen Dimensionierung arbeitet das Gerät einwandfrei. Der Thyristor muß ein Typ mit einem Haltestrom sein, der größer als der maximale Strom durch R 1 und den Trimmer P 2 ist, mit dem die Zeitkonstante den Erfordernissen entsprechend eingestellt werden kann. *Hartmut Greb*



Diese Schaltung ermöglicht es, daß Modellbahnen nach einem Fahrtrichtungswechsel langsam anfahren

Ing. (grad.) Jürgen W. Schmidt

Auto-Diebstahlsicherung mit geringem Aufwand

Hier wird eine einfache, preiswerte und „bombensichere" Alarmanlage beschrieben, die kaum zu überlisten ist und keinerlei zusätzliche Kontakte, Schlüsselschalter oder sonstige Umbauten im Auto erfordert. Sie reagiert auf jeden sich einschaltenden Verbraucher am Bordnetz wie z. B. Innen-, Motor-, Kofferraumbeleuchtung, Radio, Zündung, Handschuhfach usw.

Ein negativer Spannungssprung im Bordnetz von wenigen Millivolt erzeugt an den Eingängen des als Komparator arbeitenden Operationsverstärkers (IC 1 in *Bild 1*) eine Potentialdifferenz, die dazu führt, daß der Ausgang des Komparators nahezu den Wert der Batteriespannung annimmt. Erst wenn der nichtinvertierende Eingang des Verstärkers dem Spannungssprung gefolgt ist, geht der Ausgang wieder auf ca. 0,8 V zurück. Die Dauer dieses Vorganges ist abhängig von der Dimensionierung des RC-Gliedes (R 1, C 1), in diesem Fall etwa 15 Millisekunden. Mit P 1 kann die Ansprechschwelle über einen großen Bereich hinweg verändert werden. Ein langsames Absinken der Batteriespannung um einen beliebigen Betrag, wie es z. B. bei eingeschaltetem Begrenzungslicht über Nacht der Fall ist, hat keine auslösende Wirkung. Nur Änderungen von mehr als 1 V/s führen zum Ansprechen des Komparators.

Da die negative Flanke des zurückkippenden Komparators der e-Funktion des sich entladenden Kondensators C 1 folgt, und damit nicht steil genug für den nachfolgenden monostabilen Multivibrator (IC 2) ist, wird IC 2 über den Inverter (T 1) mit der positiven, steilen Flanke des Operationsverstärkers angesteuert.

IC 2 erzeugt die Wartezeit von etwa sieben Sekunden, die man zur Verfügung hat, um nach dem Öffnen des Wagens die Anlage zu entschärfen.

IC 3 bestimmt die Dauer des Alarms (der Gesetzgeber schreibt das vor) von ca. einer Minute. Damit beim Einschalten der Anlage kein unbeabsichtigter Alarm ausgelöst werden kann, werden die Reset-Eingänge von IC 2 und IC 3 durch ein RC-Glied solange auf Masse-Potential gehalten, bis alle Einschaltvorgänge in der Schaltung abgeschlossen sind. Der Ausgangstransistor (T 2) kann nach Bedarf dimensioniert werden. Da der NE555 einen max. Ausgangsstrom von 100 mA zuläßt, kann in jedem Falle auf eine Treiberstufe verzichtet werden. Selbstverständlich kann man auch ein Relais ansteuern, um mehrere Funktionen gleichzeitig auszulösen (Hupe, Sirene, Zündkreisunterbrechung u. v. m.).

Der Einbau des Gerätes ist denkbar einfach, besonders bei Verwendung der Platine (*Bilder 2* und 3). Die Spannungsversorgung erfolgt von jedem be-

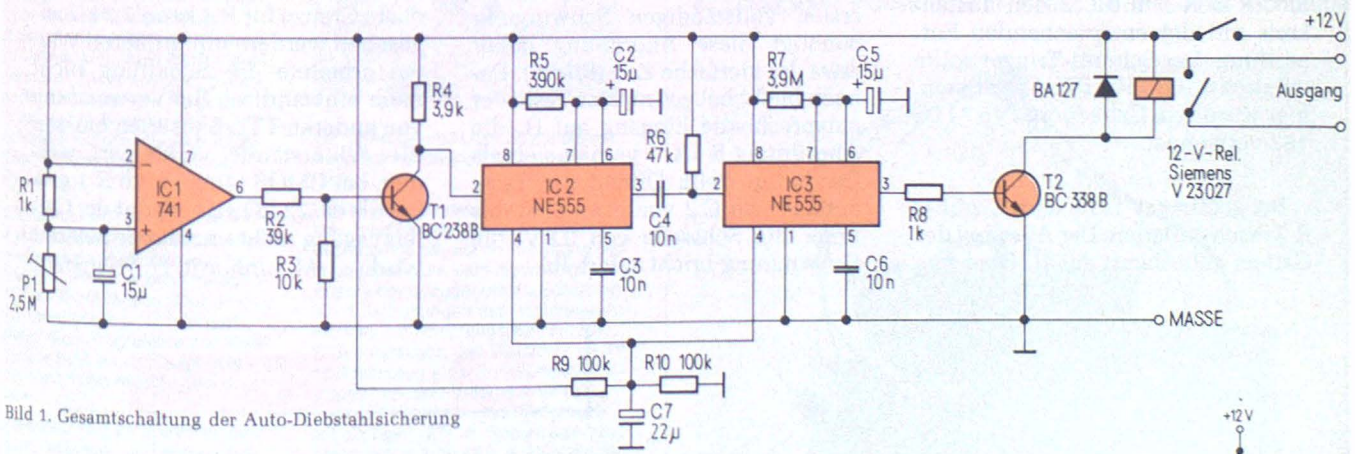
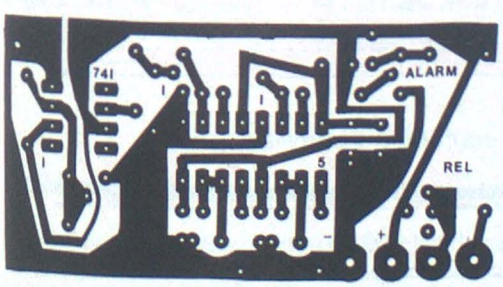


Bild 1. Gesamtschaltung der Auto-Diebstahlsicherung



◄ Bild 2. Passende Platine für die Alarmanlage

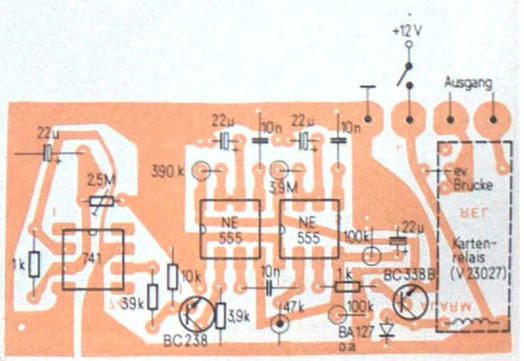


Bild 3. ► Bestückungsplan der Diebstahlsicherung

liebigen Punkt des Bordnetzes, der auch bei abgezogenem Schlüssel unter Spannung steht. Ein versteckter, jedoch leicht zugänglicher Schalter kommt mit nur einer Ebene aus und schaltet weniger als 100 mA.

Nachdem die Anlage im Wagen scharfgemacht wurde, dürfen keinerlei Verbraucher mehr eingeschaltet werden, d. h. Türen, Deckel, Radios usw. dürfen nur noch geschlossen bzw. ausgeschaltet werden. Dazu steht eine beliebig lange Zeit zur Verfügung.

Nach Auslösen des Alarms hat man

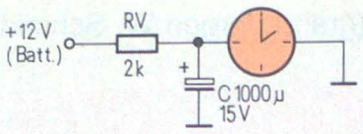


Bild 4. Erforderliche Änderung für den Betrieb einer elektromechanischen Auto-Uhr

etwa sieben Sekunden Zeit, alle eingebauten Tricks durch Abschalten zu verhindern.

Bedingt durch das Funktionsprinzip der Anlage muß man ggf. die Spannungsversorgung der Borduhr modifizieren (*Bild 4*). Viele Uhren arbeiten mit einem elektromechanischen Selbstaufzug, der seine Energie in langen Abständen impulsartig (einige Millisekunden) der Batterie entnimmt. Da dieser relativ hohe Strom die Alarmanlage auszulösen vermag, muß die Spannungsversorgung abgeändert werden. Hierbei bezieht die Uhr ihre Energie vom Kondensator C, der während der Pause über RV aufgeladen wird. Der Widerstand verhindert jedoch eine impulsartige Belastung des Bordnetzes durch die Uhr.

Schaltungskniff

Repeater-Taste

Für viele Anwendungen, zum Beispiel in der Mikroprozessor-Technik, ist es erforderlich, daß eine Taste bei kurzem Betätigen nur einen Einzelimpuls, bei längerem Niederhalten aber eine Impulsserie abgibt. Dazu gibt es zahlreiche Lösungsvarianten.

Die Schaltung in *Bild 1* kommt mit nur einem Schmitt-Trigger und einigen zusätzlichen Bauelementen aus. Das Grundprinzip ist ein Start-Stop-Oszillator mit niedriger Frequenz. R 1/C 1 bilden den Oszillator-, R 2, R 3 und C 2 den Tastenkreis mit der entsprechenden Entprellung. Der Schmitt-Trigger sollte möglichst ein LPS-TTL-Gatter sein, hier wurde ein Gatter vom Typ 74 LS 132 verwendet.

Bei geöffneter Taste wird C 2 über R 3 rasch entladen. Der Ausgang des Gatters geht damit auf H. Über den Eingangsstrom des Gatters und R 1 wird C 1 auf U_B aufgeladen.

Beim Betätigen der Taste wird C 2 über R 2 geladen. Die Zeitverzögerung beträgt bei den angegebenen Werten etwa 10 ms. Der Ausgang geht dann auf L. Nach der Dimensionierungsformel müßte die Schwingung nun mit der ermittelten Frequenz einsetzen. Diese gilt jedoch nur für den Hysteresebereich, wenn der Oszillator bereits schwingt, bei LPS-TTL sind dies die Umschaltpunkte 0,8 V und 1,7 V. C 1 war im Ruhezustand jedoch auf ca. 5 V aufgeladen. Zur Ausführung der ersten vollständigen Schwingung benötigt diese Anordnung daher etwa die vierfache Zeit (*Bild 2*). Danach bleibt bei gedrückter Taste der entsprechende Eingang auf H, die Anordnung R 1/C 1 verhält sich als Oszillator. Beim Öffnen der Taste entlädt sich C 2 von etwa 2,5 V bis unter die Schwelle von 0,8 V, die Schwingung bricht sofort ab.

Die im Bild gezeigte Dimensionierung von R 1/C 1 erzeugt eine Frequenz f von etwa 4 Hz im eingeschwungenen Zustand. Aufgrund von Versuchen ist folgende Faustformel ermittelt worden:

$$f = \frac{200}{C\ (\text{in}\ \mu F)}\ , \text{für R 1} = 2{,}2\ \text{k}\Omega,$$

$$f = \frac{600}{C\ (\text{in}\ \mu F)}\ , \text{für R 1} = 1{,}0\ \text{k}\Omega.$$

Leichte Abweichungen von den Faustformeln (ca. ±10 %) müssen in Kauf genommen werden, da sich zu dem Strom durch R 1 in allen Fällen der Eingangsstrom des Gatters addiert, der bausteinspezifisch ist. Als obere Grenze für R 1 kann 2,2 kΩ angesehen werden, mit größeren Werten arbeitete die Schaltung nicht mehr einwandfrei. Bei Verwendung von anderen TTL-Bauserien müssen die Widerstände verkleinert werden, bei CMOS (4093) muß R 1 größer als ca. 22 kΩ sein, damit der Gatterausgang nicht unzulässig belastet wird. *M. Linhardt, H. Wehrstedt*

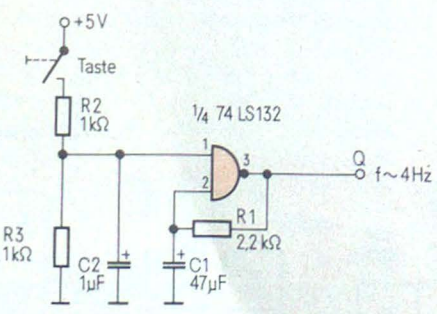
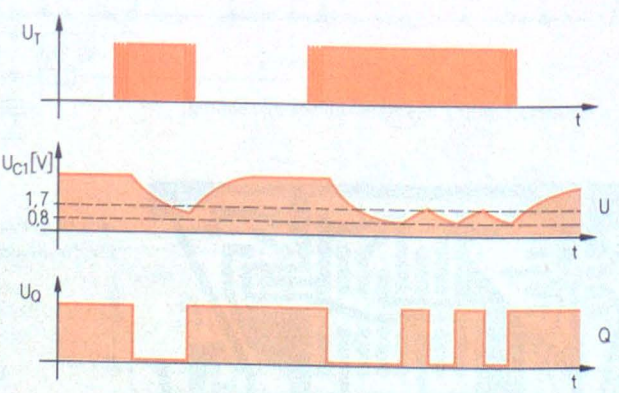


Bild 1. Schaltung der Repeater-Taste

Bild 2. ▶ Diagramm der Spannungsverläufe



Jörg und Werner Steinke

Zündungs-Einstellgerät mit Schließwinkelwächter

Das erwachte Energiebewußtsein hat bereits mehrere Geräte auf den Markt gebracht, die beim Bestreben, Kraftwagen wirtschaftlich zu fahren, Hilfestellung geben. Etwas vernachlässigt wurde bisher die Kontrolle des Schließwinkels und des Zündzeitpunktes, obwohl deren richtige Einstellungen nicht nur wesentlich zur Benzinersparnis, sondern auch zur Verlängerung der Motorlebensdauer beitragen.

Die Schaltung

Der Schließwinkel des Unterbrecherkontaktes besitzt einen für jeden Motortyp charakteristischen Wert und ist innerhalb enger Grenzen einzuhalten. Zu seinem Soll-Ist-Vergleich bietet sich der „Fensterdiskriminator" TCA 965 von Siemens an. Er ermöglicht auf einfache Weise die Anzeigen „innerhalb" und „außerhalb", sowie „zu groß" und „zu klein" gegenüber einem (hier der zulässigen Schließwinkeltoleranz analogen) Spannungsbereich. Die Aufgabe, diese Spannung zur Verfügung zu stellen, ist im Prinzip durch Bilden des Spannungs-Mittelwertes der vom Unterbrecherkontakt abgenommenen Impulse leicht zu lösen. Um exakte Werte zu erhalten, ist jedoch ein Aufbereiten der mit Schwingungserscheinungen und Überspannungen behafteten Impulse durch Siebung, Spannungsbegrenzung und Triggerung erforderlich.

Um beim Einstellen des Schließwinkels möglichst genau die Mitte des zulässigen Toleranzbereiches zu treffen, ist die Breite des „Fensters" hierbei einzuengen, was durch Verringern der betreffenden Vergleichsspannung erreicht werden kann. Bei exakt eingestelltem Schließwinkel sind die beiden Anzeigen „zu groß" und „zu klein" dunkel. Für die laufende Beobachtung eignen sich daher die Anzeigen „Innerhalb" und „Außerhalb" besser. Sie sollten daher im Sichtbereich des Fahrers angeordnet werden. Es sind allerdings nur im Bereich niedriger Drehzahlen auswertbare Ergebnisse zu erwarten. Daher wurde nur eine grüne Leuchtdiode für das Kriterium „Innerhalb" vorgesehen. Die zusätzliche Anzeige „Außerhalb" würde durch Ansprechen im hohen Drehzahlbereich unnötige Unruhe im Sichtfeld des Fahrers erzeugen.

Zum Einstellen des Zündzeitpunktes wird die Motorwelle von Hand durchgedreht. Beim Öffnen des Unterbrechers schlägt die Anzeige „zu groß" in „zu klein" um, da der geschlossene Kontakt vom Gerät als 100 % und der offene Kontakt als 0 % Schließwinkel gewertet wird.

Erzeugen der schließwinkelanalogen Spannung

Die zur Steuerung des Gerätes erforderlichen Impulse werden am Anschluß des Unterbrecherkontaktes (Punkt 1 der Autoelektrik) abgenommen, durch RC-Kombinationen geglättet und mit der Z-Diode D1 auf den TTL-Ansteuerungswert von ca. 3 V reduziert. R8 legt das Signal „L" bei geschlossenem Unterbrecher an IC1, da R7 hierfür wegen der durch die Zündspuleninduktivität hervorgerufenen hohen Spitzenspannungen zu groß gewählt werden muß. Die exakte Impulsformung übernimmt der Schmitt-Trigger IC1. Da bei geschlossenem Unterbrecherkontakt an seinem Eingang das Signal „L" liegt, stehen an seinem invertierenden Ausgang „H"-Impulse zur

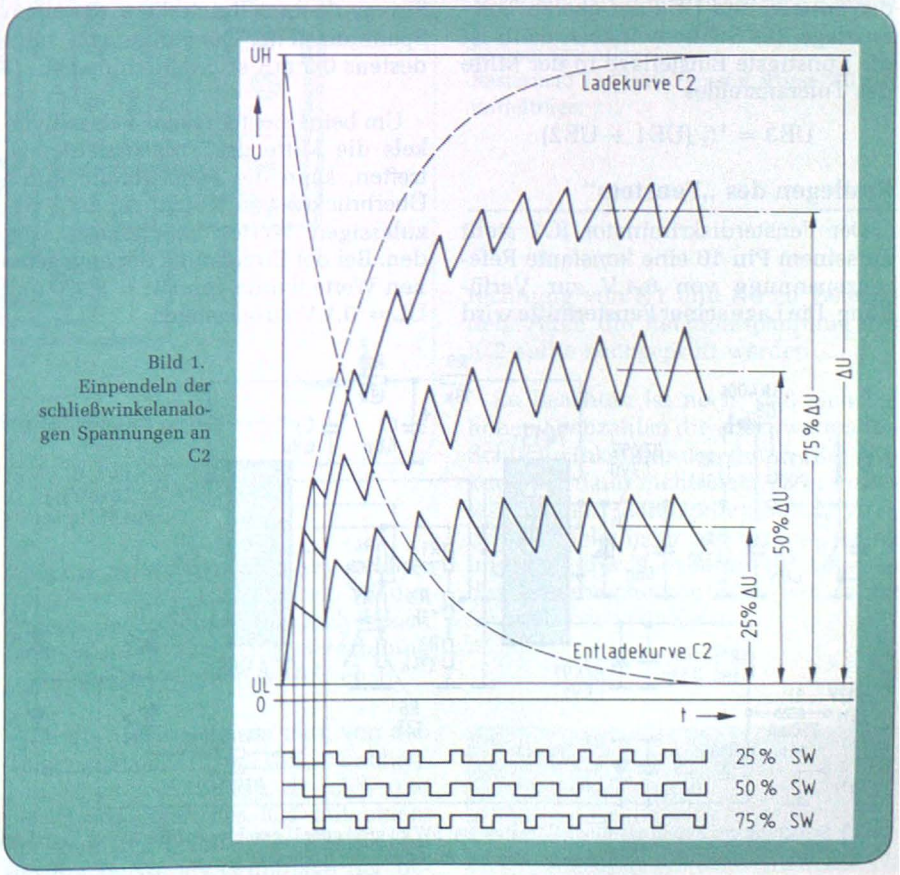


Bild 1. Einpendeln der schließwinkelanalogen Spannungen an C2

Verfügung, deren Länge dem Schließwinkel entspricht.

Der für die Ansteuerung des Fensterdiskriminators IC2 erforderliche, dem Schließwinkel analoge Spannungs-Mittelwert wird durch die Integrationskette R9, C2, R10, C3 erzeugt. C2 dient hierbei als Ladekondensator, der bei „H"-Signal am IC1-Ausgang aufgeladen und nach dem Wechsel auf „L"-Signal wieder entladen wird. Je länger der Auflade- und je kürzer der Entladevorgang, d. h. je größer der Schließwinkel SW ist, um so größer wird die resultierende Spannung an C2. *Bild 1* veranschaulicht diese Vorgänge, ausgehend von den Lade- und Entladekennlinien des C2. Da diese Spannung noch eine starke Welligkeit besitzt, die in den Grenzlagen des „Fensters" zum Flakkern der Anzeige führen würde, sind zur Spannungsglättung R10 und C3 nachgeschaltet.

Bei 100% Schließwinkel stellt sich nun an C3 die Spannung UH, bei 0% die Spannung UL ein. Die dazwischenliegende Kurve ist, wie auch aus Bild 1 hervorgeht, unabhängig von der Motordrehzahl theoretisch linear, so daß die einem beliebigen Schließwinkel a zugeordnete Spannung UE ermittelt ist nach der Formel

$$UE = a\,(UH - UL) + UL.$$

Entsprechen die Spannungen UE1 der unteren und UE2 der oberen Toleranzlage des Schließwinkels, dann ist die günstigste Einstellage in der Mitte des Toleranzfeldes

$$UE3 = {}^1/_2\,(UE1 + UE2)$$

Festlegen des „Fensters"

Der Fensterdiskriminator IC2 stellt an seinem Pin 10 eine konstante Referenzspannung von 6,4 V zur Verfügung. Die Lage seiner Fenstermitte wird durch die an Pin 8 angelegte Spannung bestimmt, die in diesem Fall also mit UE3 identisch sein muß und durch Teilen der Referenzspannung erzeugt wird. Zum Errechnen von R1 und R3 gelten somit die Formeln

$$UE3 = U8 = 6{,}4\,\frac{R3}{R1 + R3}$$

und

$$R1 + R3 \approx 10\ k\Omega.$$

Bei der Schaltung gemäß *Bild 2* ist das Potentiometer R2 eingefügt, mit dem eine Eichung zwischen 50% und 64% Schließwinkel ermöglicht wird.

Ähnlich ist der Vorgang beim Festlegen der halben Fensterbreite, die durch die an Pin 9 angelegte Spannung bestimmt wird. Sie errechnet sich nach

$$UF = U9 = {}^1/_2\,(UE2 - UE1)$$

und wird durch den Spannungsteiler R4, (R5 + R6) erzeugt. Für seine Berechnung gilt

$$U9 = 6{,}4 \cdot \frac{R5 + R6}{R4 + R5 + R6}$$

und

$$R4 + R5 + R6 = 5...10\ k\Omega.$$

Die Grenzwerte der Spannungsteiler-Widerstände ergeben sich einerseits aus der maximalen Belastung der Referenzspannung mit 10 mA und andererseits aus der nicht vernachlässigbaren Stromaufnahme durch Pin 9, der einen Spannungsteiler-Querstrom von mindestens 0,5 mA erforderlich macht.

Um beim Einstellen des Schließwinkels die Mitte des Toleranzfeldes zu treffen, kann die Fensterbreite durch Überbrücken von R6 auf ca. 20% des zulässigen Wertes herabgesetzt werden. Bei der Errechnung der angegebenen Werte wurde von UH = 3,9 V und UL = 0,1 V ausgegangen.

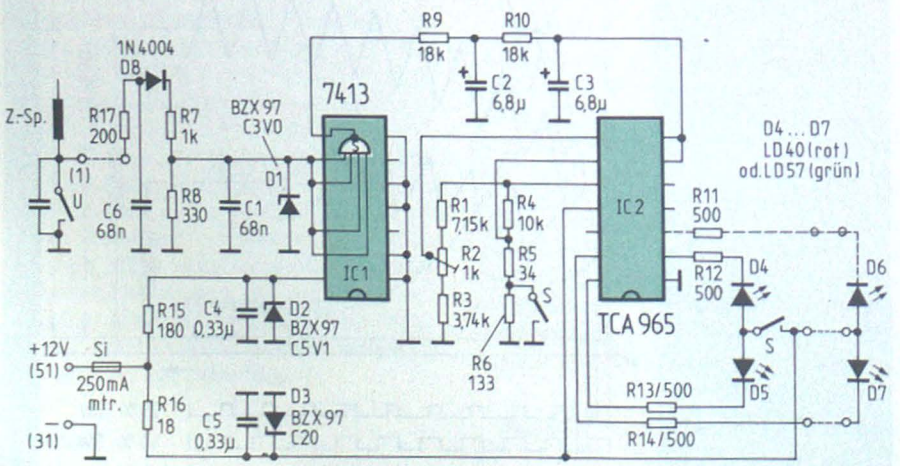


Bild 2. Schaltung des Zündungs-Einstellgerätes. D4: SW zu groß oder U geschlossen; D5: SW zu klein oder U offen; D6: SW außerhalb der Toleranz; D7: SW innerhalb der Toleranz

Die LED-Anzeigen

Die Ausgänge des IC2 an den Pins 2, 3, 13 und 14 können mit je 50 mA belastet werden. Erfahrungsgemäß liefert jedoch ein LED-Strom von 20 mA genügend Helligkeit. Da die Summe der Spannungsabfälle an einer Leuchtdiode und am zugeordneten Weg im IC2 ca. 2 V beträgt, ist bei 12 V Betriebsspannung ein Spannungsabfall von 10 V an jedem der Vorwiderstände einzusetzen.

Die für Justierarbeiten erforderlichen und deshalb in der Nähe des Verteilergehäuses angeordneten D4 und D5 werden im Bedarfsfall mit dem Schalter S angeschaltet, mit dem auch gleichzeitig die Einengung der Fensterbreite vorgenommen wird. Durch D4 und D5 wird also umgekehrt auch die Schalterstellung „Einstellen" signalisiert.

Die Stromversorgung

Der TTL-Baustein benötigt eine Versorgungsspannung von 5 V, die durch R15 und die Z-Diode D2 bereitgestellt wird. Der Fensterdiskriminator IC2 besitzt einen großen Betriebsspannungsbereich bis max. 27 V und eine integrierte Referenzspannungserzeugung. Die Kombination R16, D3 stellt daher lediglich eine Schutzeinrichtung gegen Spannungsspitzen im Bordnetz dar. Der Anschluß des Gerätes erfolgt über eine Feinsicherung, nach dem Zündschloß, an Punkt 51 der Bordelektrik.

Aufbau und Eichung

Das Gerät kann in einem dichten Gehäuse im Motorraum so untergebracht werden, daß es einerseits gegen die Motorwärme möglichst geschützt ist und andererseits die Leuchtdioden D4 und D5 beim Einstellen der Zündung gut beobachtet werden können. Letztere lassen sich bei ungünstigen Platzverhältnissen selbstverständlich auch vom Gerät trennen. D7 sollte im Fahrerraum an nicht zu auffälliger Stelle montiert werden, da ein dauerndes Beobachten während der Fahrt nicht erforderlich ist.

Der Einbau des gesamten Gerätes im Fahrerraum ist bei entsprechenden Platzverhältnissen ebenfalls denkbar, besonders wenn der Anschluß zum Unterbrecher bereits in diesem Bereich vorhanden ist, z. B. für einen Drehzahlmesser. Die Dioden D4 und D5 sind jedoch als Einstell-Indikatoren auch in diesem Fall im Motorraum am richtigen Platz.

Schließwinkel von 50...64% können bei den angegebenen Werten mit Pot R2 als Eichwerte in das Gerät übernommen

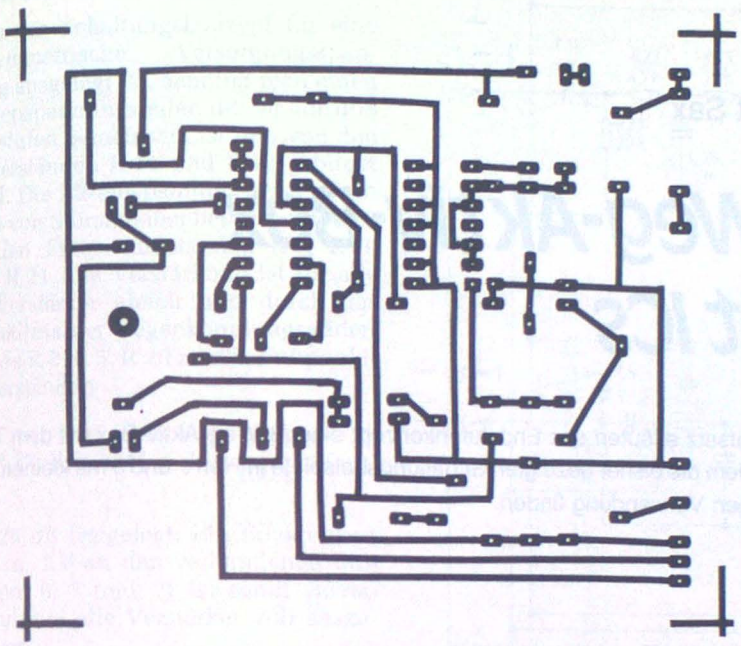


Bild 3. Layout der Platine mit dem Schalter S und den LEDs D4 und D5

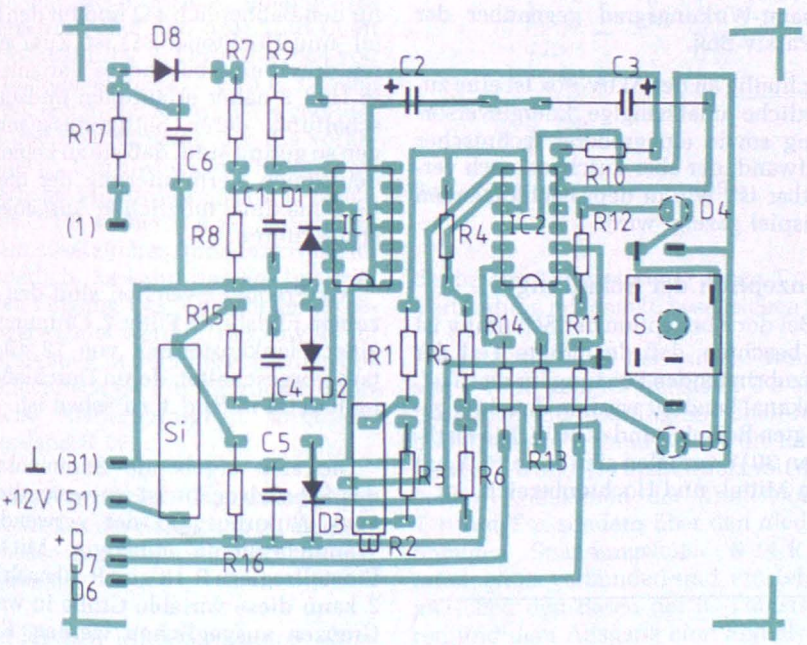


Bild 4. Bestückungsplan. Schalterknebel und LEDs befinden sich auf der Lötseite

Stückliste

Metallfilm-Widerstände
0,25 W, Typ Vitrohm EE
R1: 7,15 kΩ, R3: 3,74 kΩ, R4: 10 kΩ, R5: 34 Ω, R6: 133 Ω.
(Zur Not eignen sich auch die nächstliegenden Werte bei 5 %-Widerständen.)
Präz.-Trimmwiderstand (Metallglasur), Typ IRC 960-20
R2: 1 kΩ.

Schichtwiderstände 0,25 W
R7: 1 kΩ, R8: 330 Ω, R9...R10: 18 kΩ, R11...R14: 500 Ω, R17: 200 Ω.

Schichtwiderstände 0,5 W
R15: 180 Ω, R16: 18 Ω.

Kunststoff-Kondensatoren
Typ ERO MKT 1822 (63/40 V), C2...C3: 6,8 µF, C4...C5: 0,33 µF.
Typ ERO MKT 1822 (250/160 V), C1...C6: 0,068 µF.

Dioden
Siliziumdiode D8: 1 N 4004.
Z-Diode BZX 97
D1: C3 V0, D2: C5 V1, D3: C20.

Leuchtdioden
D4...D7: LD40 (rot) oder LD57 (grün).

ICs
IC1: 7413, IC2: TCA 965.

Miniatur-Kippschalter
S: 2 x Ein, mit Zentralbefestigung 6 mm ∅.

Sicherungshalter
Rastermaß 22,5, mit Feinsicherung 250 mA, mittelträge.

werden. Wenn kein Impulsgeber mit variablem Tastverhältnis zur Verfügung steht, empfiehlt es sich, den Schließwinkel in einer guten Werkstatt einmal präzise auf Toleranzfeld-Mitte einstellen zu lassen. Nach Schließen des Schalters S werden dann mit Hilfe von R2 die Leuchtdioden D4 und D5 zum Verlöschen gebracht. D7 signalisiert dann durch Aufleuchten „Innerhalb des Toleranzbereiches". Nach Öffnen des Schalters wird jede Überschreitung des zulässigen Bereiches, der hier mit 6 % angesetzt ist, gemeldet. Mit den angegebenen Formeln läßt sich jedoch nach Wunsch auch eine Berechnung individueller Werte durchführen.

Da die Meßergebnisse stark von den Toleranzen der D2 und des IC1 abhängen, ist es zweckmäßig, die „L"- und „H"-Spannungen des IC1 mit einem hochohmigen Voltmeter zu messen und die Ergebnisse als Grundlage der Berechnung von R1 und R6 zu verwenden. Auch die Referenzspannung des IC2 sollte nachgeprüft werden.

Zu beachten ist noch, daß sich bei hohen Drehzahlen die auszuwertenden Schließwinkelimpulse durch die Wirkung der dann nicht mehr zu vernachlässigenden Zündspulen-Induktivität, der RC-Siebglieder am Geräteeingang und/oder durch eventuelles Abheben des Unterbrecherkontaktes von seiner Steuerkurve verändern.

Stichworte zum Inhalt

Zündzeitpunkt,
Fensterdiskriminator TCA 965,
Unterbrecherkontakt

Herbert Sax

3-Weg-Aktiv-Box für 70 W mit ICs

Dieser Aufsatz erläutert das Endstufenkonzept einer 3-Weg-Aktiv-Box mit dem TDA 2030, in dem die bisher gezeigten Schaltungsbeispiele in Heft 1 und 3 mit kleinen Abwandlungen Verwendung finden.

Eigenschaften der Aktiv-Box

Als wesentliche Vorteile einer Aktiv- gegenüber einer Passiv-Box sind zu nennen:

1. Jedem Lautsprecher ist ein eigener Leistungsverstärker zugeordnet. Dies führt zu einer optimalen elektrischen Bedämpfung, was wiederum ein gutes Impulsverhalten zur Folge hat.
2. Die Aufteilung des Frequenzspektrums erfolgt bereits vor den Verstärkern durch einfache RC-Filter, die optimal ausgelegt werden können. Die sonst üblichen, unvermeidlichen Leistungsverluste an den Spulenwiderständen der passiven LC-Frequenzweichen entfallen.
3. Da auch keine Zuleitungsverluste zur Box entstehen, weil praktisch kein Steuerstrom fließt, ergibt sich insgesamt ein wesentlich verbesserter Gesamt-Wirkungsgrad gegenüber der Passiv-Box.

Nachteilig an der Aktiv-Box ist eine zusätzliche unabhängige Energieversorgung sowie ein größerer technischer Aufwand, der aber durchaus noch vertretbar ist, wie in dem nachfolgenden Beispiel gezeigt wird.

Konzeption der Schaltung

Bei der Konzeption der Schaltung ist zu beachten, daß der größte Teil der aufzubringenden Leistung für den Tieftonkanal benötigt wird. In dem hier gezeigten Beispiel sind es 40 W. Die restlichen 30 W verteilen sich zu je 15 W auf den Mittel- und Hochtonbereich.

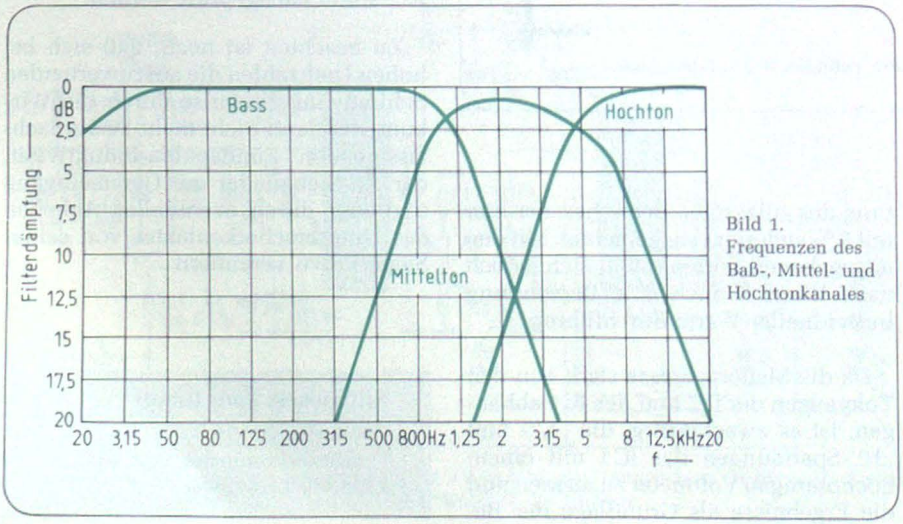


Bild 1. Frequenzen des Baß-, Mittel- und Hochtonkanales

Erzielt wird dies zum einen durch die Wahl der Lautsprecherimpedanz, die für den Baßbereich 4 Ω und für den Mittel- und Hochtöner 8 Ω ist. Zum anderen durch eine besondere Variante der in Heft 3 näher erläuterten Endstufenschaltung, deren Sättigungsspannungen so gering sind, daß sie zu keiner bedeutsamen Verminderung der theoretisch maximal möglichen Ausgangsleistung führen.

Als Frequenzweichen sind den einzelnen Endstufen Filter 2. Ordnung mit einer Flankensteilheit von 12 dB/Oktave vorgeschaltet, deren Durchlaßcharakteristik in *Bild 1* zu sehen ist.

Die sich ergebende Summenkurve des Schalldruckes ist im wesentlichen vom Wirkungsgrad der verwendeten Wandlersysteme abhängig. Mit den Einstellreglern R 18 und R 20 nach *Bild 2* kann diese variable Größe in weiten Grenzen ausgeglichen werden. Einen zusätzlichen Einfluß haben auch die Frequenzgänge der Lautsprecher sowie die Übernahmepunkte der Filter nach Bild 1. Verändert man die Filterkondensatoren verhältnisgleich, so ist auch hier eine Verschiebung möglich. Generell muß jedoch gesagt werden, daß ohne Meßmittel ein objektiv ausgewogenes Klangbild nur sehr schwer zu realisieren ist.

An dieser Stelle sei auf die im Handel erhältlichen preiswerten Oktavband-Analysatoren mit LED-Anzeige als einfaches Hilfsmittel hinzuweisen, deren Verwendung zumeist zur Einjustierung von Equalizern gedacht ist.

Funktion der Schaltung

Da das Schaltungskonzept für eine unsymmetrische Versorgungsspannung ausgelegt ist, benötigt man einen Mittenspannungsteiler, der für alle drei Endstufen gemeinsam ist und von den Widerständen R 11 und R 12 gebildet wird. Die Mittenspannung wird durch C 16 von Störsignalen befreit und führt zu den Filterwiderständen R 3, R 10 und R 21. Die Verstärkung ist für alle Endverstärker gleich und durch das Verhältnis der Gegenkopplungswiderstände R 2, R 5, R 25 zu den Fußpunktwiderständen

$$R\,17,\ R\,6,\ R\,24 = 1 + \frac{2{,}2\ \text{k}}{100\ \Omega}$$

auf 26 dB festgelegt. Ein Effektivwert von ca. 1 V an den verbundenen Eingängen 6, 7 und 11 ist somit ausreichend, um alle Verstärker voll auszusteuern.

Für den Hochtonkanal gelangt das Nf-Spektrum über den Anschluß 11 an ein Hochpaßfilter 2. Ordnung, das von den Kondensatoren C 2 und C 3 sowie den Widerständen R 3 und R 4 gebildet wird und dem Eingang des ICs vorgeschaltet ist. Um die für diese Filterart erforderliche Mitkopplung des 1. Hochpasses C 3/R 4 über R 4 zu realisieren, ist kein zusätzlicher Impedanzwandler erforderlich. Es kann das am invertierenden Eingang des ICs anliegende Signal verwendet werden, das sowohl im Pegel als auch in der Phase mit dem des Pin 1 identisch ist. Für die zudem erforderliche Niederohmigkeit sorgt der Widerstand R 17.

Dieses Prinzip der Filtermitkopplung wird, wie aus der Schaltung zu ersehen ist, ebenso im Mittelton- und Baßkanal angewendet.

Die für den Mitteltonbereich erforderliche Bandpaßcharakteristik ergibt sich durch das Hintereinanderschalten eines Hoch- und eines Tiefpasses, deren Impedanzen sorgfältig aufeinander abgestimmt sind, um eine gegenseitige Beeinflussung zu vermeiden.

Näheres über die Funktion des nachgeschalteten IC-Leistungsverstärkers ist dem Heft 1 zu entnehmen.

Der Baßverstärker

Zum besseren Verständnis der Schaltungstechnik des Baßverstärkers sollte die Kenntnis des Beitrags in Heft 3 vorausgesetzt werden, in dem die Funktion

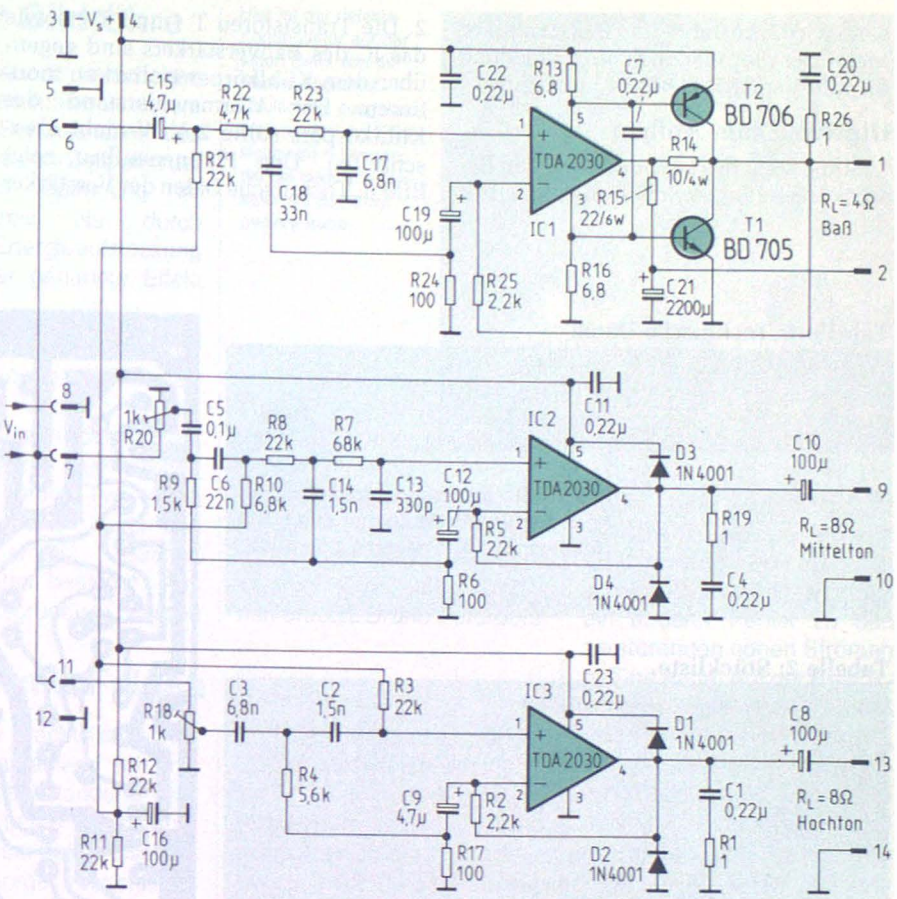


Bild 2. Schaltung der 3-Weg-Aktiv-Box

der beiden Transistoren T 1 und T 2 in Verbindung mit dem IC beschrieben ist.

Bild 3 zeigt, daß der externe Transistor T 1 mit dem IC-Transistor T 3 eine Komplementär-Darlington-Schaltung bildet, ebenso T 2 und T 4. Da die Emitter von T 3 und T 4 nicht direkt mit den beiden Kollektoren der Transistoren T 1 und T 2, sondern über den niederohmigen Spannungsteiler R 14/R 15 miteinander verbunden sind, entstehen zwischen den Basen der IC-Transistoren und dem Ausgang eine Signalverstärkung um den Faktor

$$1 + \frac{R\,14}{R\,15} \approx 1{,}5.$$

Das heißt, daß bereits bei einer Spitzen-Spitzen-Spannung von $\frac{Vs}{1{,}5}$ an den Emittern von T 3 und T 4 am Ausgang die theoretisch mögliche Grenzspannung von Uss = Vs anliegt.

Dadurch tritt die Sättigungsspannung des ICs nicht mehr in Erscheinung, und die Transistoren T 1 und T 2 können auch in den Grenzbereichen noch voll durchgesteuert werden, was eine erhebliche Steigerung des Wirkungsgrades zur Folge hat.

Da aufgrund des Spannungsteilers R 14/R 15 die Reihenfolge von Lastwiderstand und Auskoppelelko gegenüber der sonst üblichen Anordnung vertauscht ist, muß beachtet werden, daß auf der Lautsprecherleitung Mittenspannungspotential liegt. Ein Kurzschluß-Schutz, wie er beim Mittel- und Hochtonkanal durch die ICs gewährlei-

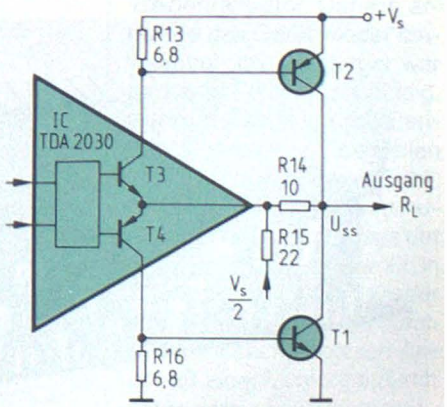


Bild 3. Prinzipschaltung der Endstufenfunktion des Baßverstärkers

stet wird, besteht im Baßverstärker nicht. Der thermische Schutz ist jedoch für alle Verstärkerteile in Funktion.

Hinweise zum Aufbau

Bild 4 zeigt das Layout, *Bild 5* den Bestückungsplan der Schaltung nach Bild 2. Die Transistoren T 1 und T 2 sowie das IC des Baßverstärkers sind gegenüber dem Kühlkörper isoliert zu montieren. Der Wärmewiderstand des Kühlkörpers sollte 2 K/W nicht überschreiten. Den Platinenaufbau zeigt *Bild 6*. Technische Daten der Verstärker sowie seine Stückliste sind in den *Tabellen 1* und *2* aufgeführt.

Der nächste Beitrag beschließt die Reihe mit einem 200-W-Brückenverstärker, der ebenfalls mit dem Nf-Leistungs-IC TDA 2030 arbeitet.

Tabelle 1: Technische Daten

Versorgungsspannung:	max. 36 V
Lastwiderstand und Ausgangsleistung bei Vs = 36 V:	Baß-Kanal 4 Ω; 40 W Mittelton-Kanal 8 Ω; 15 W 70 W Hochton-Kanal 8 Ω; 15 W
Verstärkung:	Baß 26 dB; Änderung durch R 25 Mittelton 26 dB; Änderung durch R 5 Hochton 26 dB; Änderung durch R 2
Ruhestrom:	40 mA pro Kanal

Tabelle 2: Stückliste

R 1	1 Ω	C 1	0,22 µ	D 1	1 N 4001
R 2	2,2 kΩ	C 2	1,5 n	D 2	1 N 4001
R 3	22 kΩ	C 3	6,8 n	D 3	1 N 4001
R 4	5,6 kΩ	C 4	0,22 µ	D 4	1 N 4001
R 5	2,2 kΩ	C 5	0,1 µ		
R 6	100 Ω	C 6	22 n	T 1	BD 705
R 7	68 kΩ	C 7	0,22 µ	T 2	BD 706
R 8	22 kΩ	C 8	100 µ/25 V, Elko		
R 9	1,5 kΩ	C 9	4,7 µ/25 V, Elko	IC 1	TDA 2030
R 10	6,8 kΩ	C 10	100 µ/25 V, Elko	IC 2	TDA 2030
R 11	22 kΩ	C 11	0,22 µ	IC 3	TDA 2030
R 12	22 kΩ	C 12	100 µ/25 V, Elko		
R 13	6,8 Ω	C 13	330 p		
R 14	10 Ω/4 W	C 14	1,5 n		
R 15	22 Ω/6 W	C 15	4,7 µ/25 V, Elko		
R 16	6,8 Ω	C 16	100 µ/25 V, Elko		
R 17	100 Ω	C 17	6,8 n		
R 18	1 kΩ, Trimmer	C 18	33 n		
R 19	1 Ω	C 19	100 µ/25 V, Elko		
R 20	1 kΩ, Trimmer	C 20	0,22 µ		
R 21	22 kΩ	C 21	2200 µ/25 V, Elko		
R 22	4,7 kΩ	C 22	0,22 µ		
R 23	22 kΩ	C 23	0,22 µ		
R 24	100 Ω				
R 25	2,2 kΩ				
R 26	1 Ω				

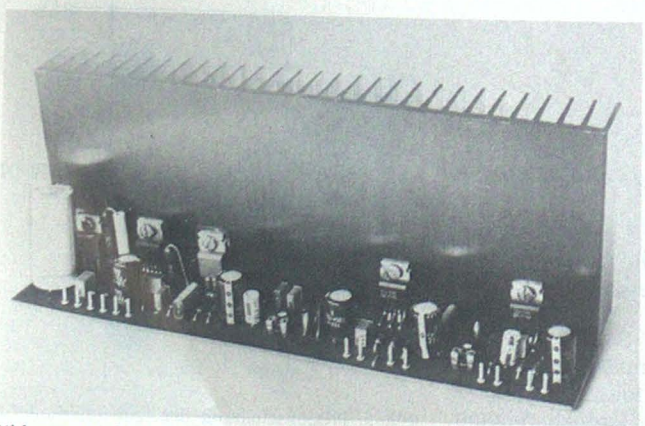
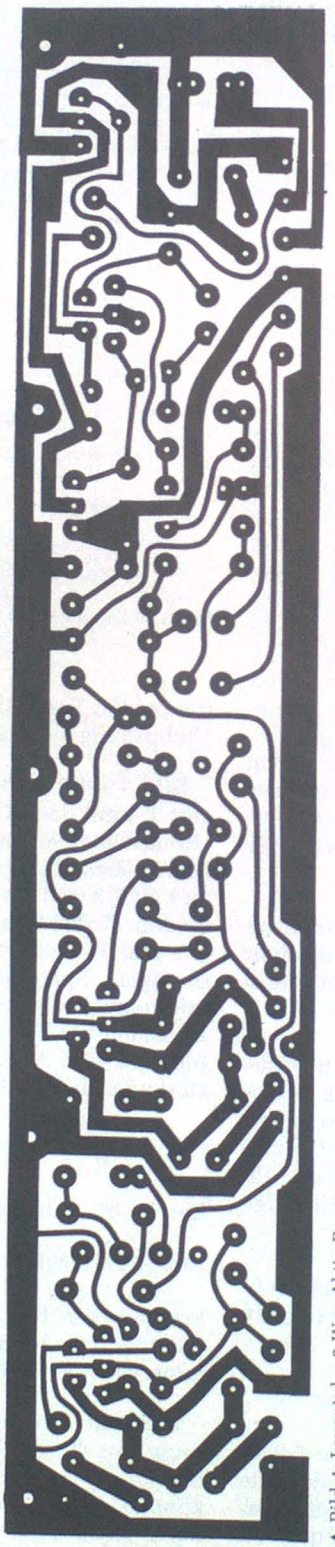
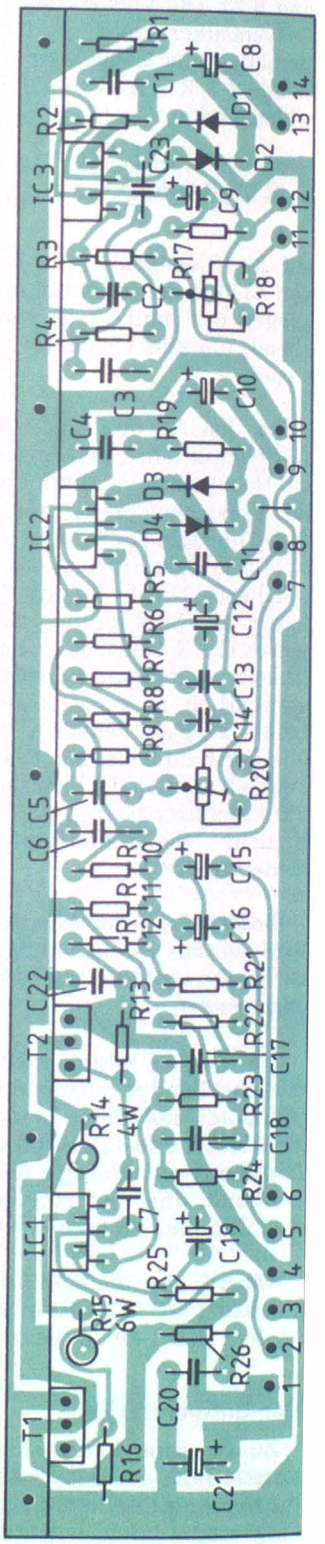


Bild 6. Fertig bestückte Platine mit montiertem Kühlkörper



▲ Bild 4. Layout der 3-Weg-Aktiv-Box



▼ Bild 5. Bestückungsplan der 3-Weg-Aktiv-Box

Reinhard Kutzner

Aussteuerungsmeßgerät mit Leuchtdiodenskala

Aussteuerungsmeßgeräte für Tonbandgeräte besitzen meist eine logarithmische Skaleneinteilung im dB-(Dezibel-)Maßstab [1]. Da ein normales Zeigerinstrument eine lineare Anzeigecharakteristik aufweist, muß das Signal entweder auf elektrischem Wege vor der Anzeige logarithmiert werden, oder die Skala wird in einem stark verzerrten Maßstab gezeichnet. Eine Alternative ist eine logarithmische LED-Skala.

Vorbemerkung

Die elektrische Logarithmierung ist aufwendig und teuer, und außerdem sind derartige Schaltungen auch recht temperaturempfindlich. Dazu kommt noch, daß eine Logarithmierung für jeden Kanal gesondert durchgeführt werden muß.

Beim LED-Peakmeter, das in diesem Beitrag vorgestellt wird, genügt eine Steuerschaltung für viele Kanäle. Die abgemagerte Version zum Nachbau ist für zwei Kanäle dimensioniert. Die Funktionsblöcke sind in *Bild 1* dargestellt. Das Konzept ist für maximal 70 Elemente der Anzeige ausgelegt. Die Leuchtdioden werden in Form einer Matrix geschaltet.

70 Anzeige-Elemente

Will man lediglich Übersteuerung anzeigen, so genügt im Prinzip eine einzige Leuchtdiode, die immer dann aufleuchtet, wenn es ohnehin schon viel zu spät für eine Korrektur des Pegels ist. Soll das Meßerät aber zum Beispiel auch dazu verwendet werden, einen Tonkanal zu pegeln oder ein Tonbandgerät einzumessen, so ist eine Anzeige erforderlich, die höchstens ± 0,25 dB Fehler aufweist.

Die Anforderungen liegen bei professionellen Geräten noch höher, aber für den Amateur dürfte dieser Wert sicherlich ausreichend sein. Bei 70 Segmenten kann nun die Pegelzuordnung so eingeteilt werden, daß ein dB auf mehrere Segmente aufgeteilt wird.

Vorteile eines Peakmeters

Das VU-Meter, wie es üblicherweise in Kassettenrecordern und Tonbandgeräten eingebaut wird, ist vom Entwurf her so ausgelegt, daß man daran die Lautstärke des Programms ablesen kann (VU kommt von volume unit = Lautstärke-Einheit). Bei kleinen Pegeln reagiert ein VU-Meter im allgemeinen gar nicht, – und bei lauten Spitzen schwingen die Zeiger wie wildgewordene Dreschflegel hin und her.

Das VU-Meter hat einen Vorteil: es ist billig. Die Nachteile des VU-Meters sind durch elektronische Maßnahmen nicht einfach zu beheben.

Ein Spitzenspannungsmesser zeigt aufgrund seiner hohen Anstiegsgeschwindigkeit auch kurze Impulse unverfälscht an. Durch den langsamen Rücklauf der Anzeige bleibt dem Auge genügend Zeit, um den Wert der Aus-

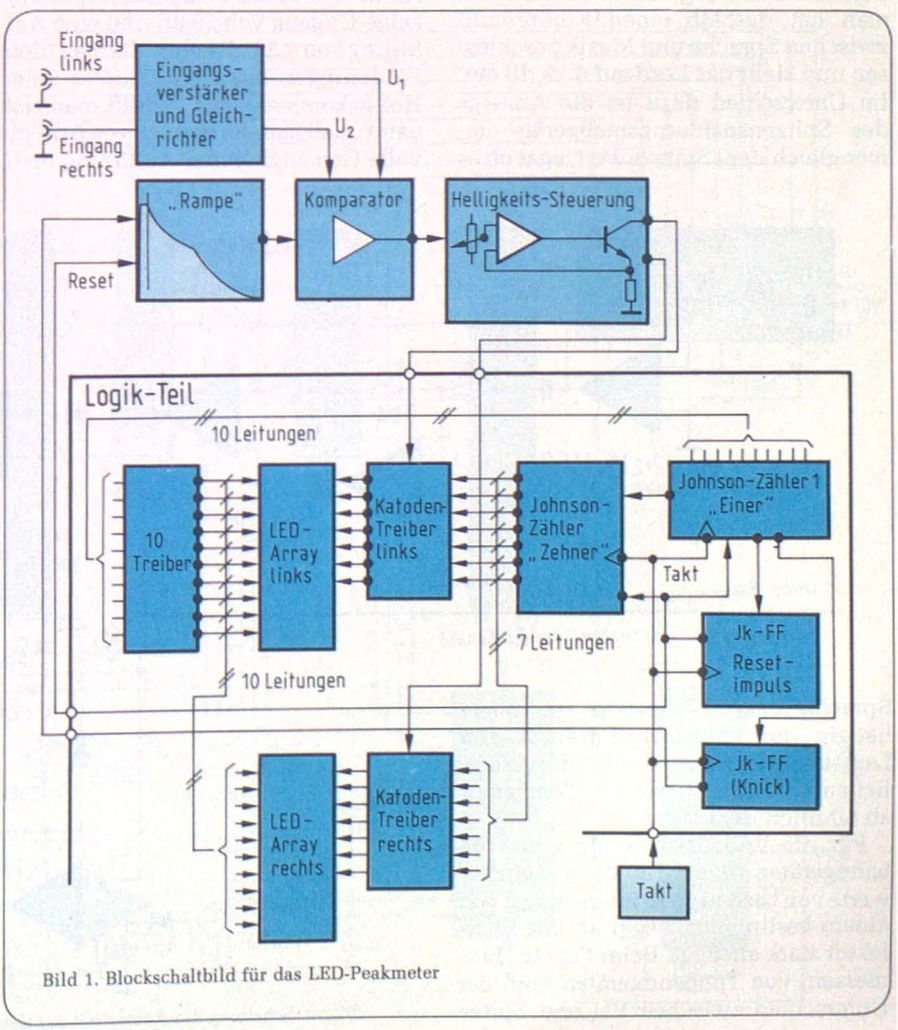


Bild 1. Blockschaltbild für das LED-Peakmeter

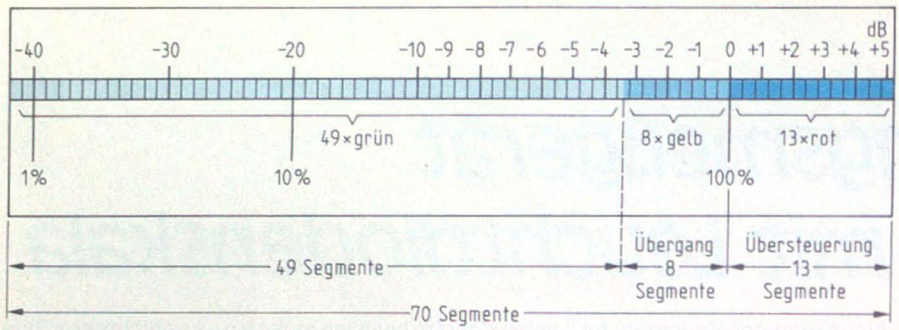


Bild 2. Vorschlag zur Gestaltung der Skala

steuerungspitzen abzulesen. Das VU-Meter zeigt eine Art „Mittelwert der Aussteuerung" an, der von der Trägheit des Zeigers und der Masse der Spule kommt. Da dieser Mittelwert ein paar dB unter den Spitzenwerten des Signals liegt, wird zuwenig angezeigt, man kompensiert dies dadurch, daß man dem VU-Meter einfach einen Vorlauf gibt, das heißt, man macht es einfach ein paar dB empfindlicher.

Dieser Vorlauf wird Lead genannt. Das benötigte Lead hängt stark von der Statistik des Programm-Materials ab, man hat deshalb einen Kompromiß zwischen Sprache und Musik geschlossen und stellt das Lead auf 8...9 dB ein. Im Unterschied dazu ist die Anzeige des Spitzenspannungsmeßgeräts immer gleich dem Spitzenwert, egal ob es Sprache oder Musik anzeigt, und unabhängig vom Lautstärke-Eindruck. Der Lautstärke-Eindruck hängt im wesentlichen vom Mittelwert des Tonsignals ab (ähnlich dem VU).

Für die Vollaussteuerung von Tonbandgeräten ist die Höhe der Spitzenwerte von besonderem Interesse, da von einem bestimmten Pegel an der Klirrfaktor stark ansteigt. Beim Pegeln (Einmessen) von Tonbandgeräten muß der Unterschied zwischen VU und Spitze genau beachtet werden: das VU-Meter zeigt bei ca. −9 dB unter der Vollaussteuerung Null an! Der Pegel, bei dem das VU-Meter Null anzeigt, wird Operating-Level genannt (im Unterschied zum Peak-Level, der Vollaussteuerung). Im Deutschen gibt es keine so richtig passende Bezeichnung, da im Studio ohnehin nur der Spitzenwert zum Einmessen benutzt wird.

Gestaltung der Skala

Nach den Forderungen der DIN-Norm [1] soll das Peakmeter einen Anzeige-Umfang von 55 dB und eine Auflösung von 0,25 dB haben. Da man diese Forderungen nur schwer unter einen Hut bekommen kann, behilft man sich damit, daß man im Bereich von 0 dB die volle Genauigkeit der Auflösung realisiert. Die restliche Skala quetscht man dann auf Kosten der Genauigkeit zusammen.

Beim LED-Peakmeter ist das genauso, denn pro dB müßte man streng genommen 4 Leuchtdioden anordnen, um die geforderte Genauigkeit zu erhalten, also für die gesamte Skala über 200 Stück. Deshalb wird in der Mitte der Skala der Maßstab umgeschaltet und eine gröbere Stufung von Anzeigeschritten verwendet. *Bild 2* zeigt die Skalen-Gestaltung: Im Bereich von +5 dB bis zu −10 dB werden pro dB 2,5 Punkte angezeigt, im Bereich von −10 dB bis zu −42 dB wird ein Punkt pro dB angezeigt.

Diese Verhältnisse können nach Belieben variiert werden. Die mathematischen Grundlagen zur Berechnung einer eigenen Anzeigecharakteristik findet man in [2] und [3].

Beim LED-Peakmeter richtet sich die Dimensionierung nach der verlangten Genauigkeit. Mit 70 Segmenten wird im interessierenden Bereich, um 0 dB herum, die Anzeige hinreichend genau. Diese 70 Segmente werden im Zeitmultiplex nacheinander getastet, so daß nur durch die Taktfrequenz die Einschwingzeit des Instruments festgelegt wird.

$$t_E = \frac{n}{f_T}$$

n = Anzahl der Segmente
f_T = Taktfrequenz

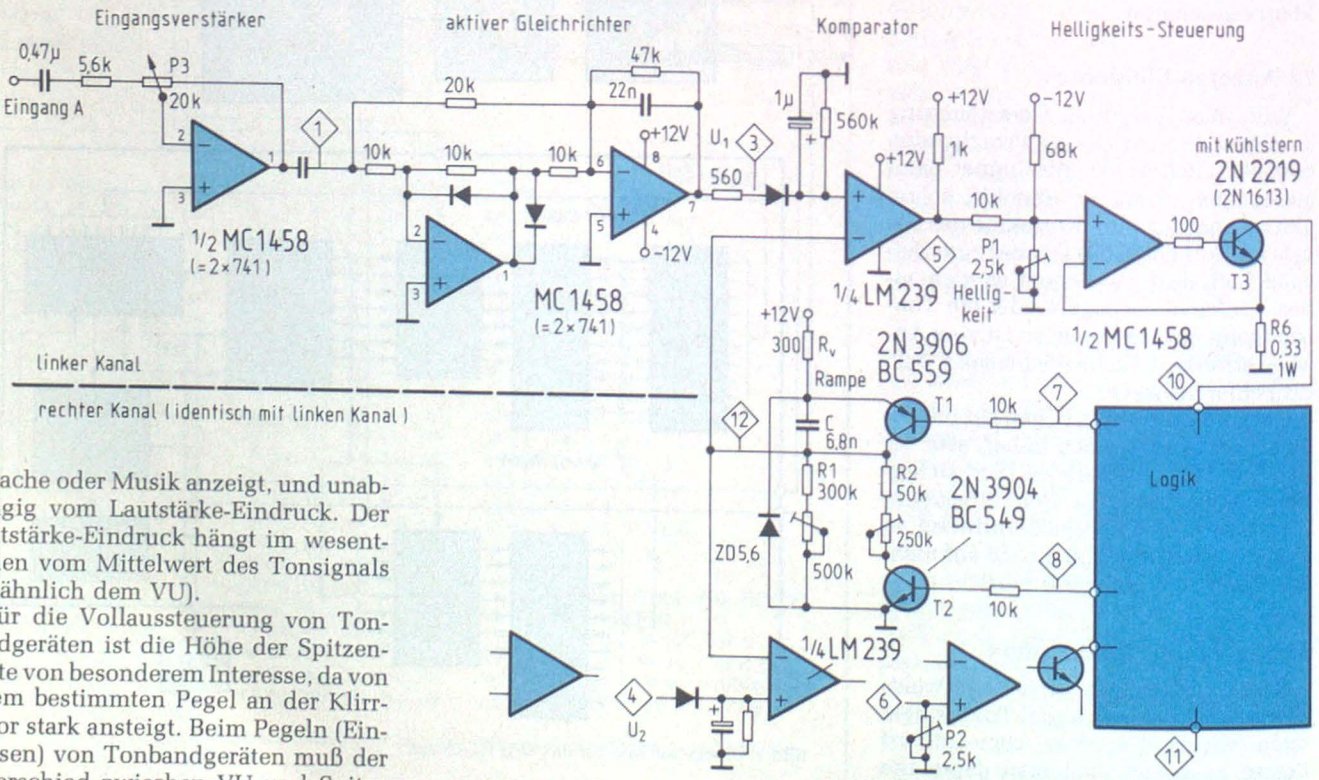


Bild 3. Schaltung des Analogteils zur Gewinnung der Rampenspannung

Bei 70 Segmenten und einer Taktfrequenz von 7,0 kHz kommt man auf eine Einschwingzeit von 10 ms.

Die Rampenfunktion

Die Bauelemente zur Bestimmung der logarithmischen Kennlinie des Systems sind: 1 C, 3 R, 2 Transistoren, 1 Zenerdiode. *Bild 3* zeigt den Analogteil der Schaltung für die Rampenfunktion. Die Rampe läuft während 70 Taktintervallen von 5,6 V Anfangs-Wert auf einen durch R1 und R2 beeinflußbaren Wert herunter. Nach 70 Taktintervallen erfolgt einen Takt lang Reset durch die Steuerschaltung an Punkt 7: Der Transistor T1 erhält über den Basiswiderstand einen 0-V-Impuls, er wird leitend und entlädt den Kondensator C.

Nach dem Impuls geht der Transistor wieder in den gesperrten Zustand, und der Kondensator C (6,8...10 nF) wird wieder aufgeladen.

Den Spannungsverlauf an Punkt 12 zeigt das Schirmbild-Foto (*Bild 4*), auf dem auch der Reset-Impuls (obere Kurve) zu sehen ist. Die untere Kurve zeigt den Ausgangsimpuls des Komparators LM 239, wenn die Spannung an Punkt 12 (im folgenden „Rampe" genannt) mit einer „Eingangsspannung" verglichen wird. Die Rampe wird an den invertierenden Eingang des Komparators gelegt. Solange U_r größer ist als die Eingangsspannung, bleibt der Komparatorausgang auf Null Volt.

Der Rampenknick

Bei einer beliebigen Taktzahl kann der Rampenknick einprogrammiert werden. Eine entsprechende Kombination von „Zehner"- und „Einer"-Takt wird an den beiden Johnson-Zählern 4017 (*Bild 5*) abgegriffen und durch eine Und-Schaltung verknüpft. Das Ausgangssignal setzt das JK-Flipflop 4027 und schaltet R2 als zusätzlichen „Entladewiderstand" an den Kondensatorder Rampenfunktion (Punkt 8). Wenn nun R2 zugeschaltet wird, ändert sich die Rampenspannung mit einer größeren Geschwindigkeit, und der dB-Maßstab wird damit gröber geteilt.

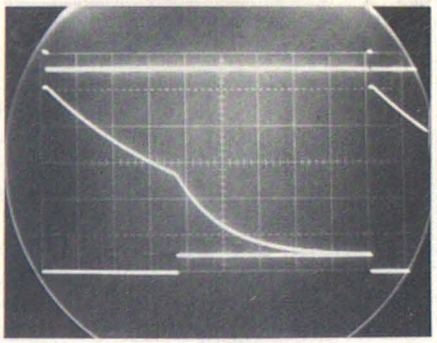


Bild 4. Oszillogramme: Reset-Impuls, Rampe und Komparatorausgang

Der Zähler zählt vorwärts, sein Ausgangssignal muß aber so bewertet werden, als würde er rückwärts, von 70 nach Null zählen. Dabei gilt die Festlegung daß die LEDs so angeordnet sind, daß die höchste Segmentzahl dem höchsten Pegel entspricht. Während die Zähltakte von 70 nach Null laufen, wandert das Anzeigesegment von rechts nach links, von +5 dB nach −40 dB.

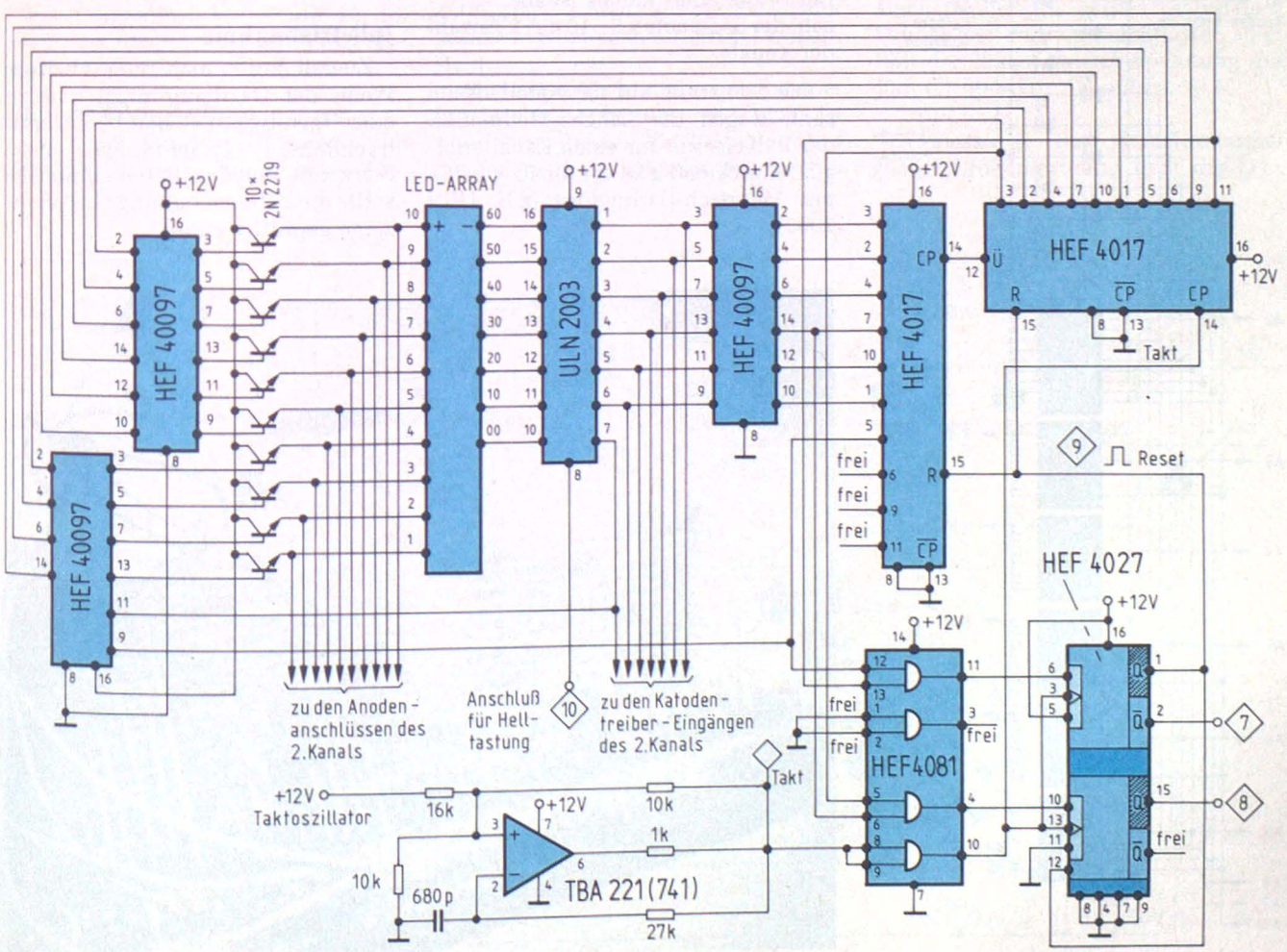


Bild 5. Schaltbild des Logikteils

Steuerung der Balkenlänge und Regelung der Helligkeit

Der Komparatorausgang (Punkt 5) steuert eine Stromregelschaltung, die den Emitterstrom der Katoden-Treibertransistoren in Abhängigkeit von dem vorgegebenen Sollwert regelt. Solange der Komparatorausgang auf +12 V liegt, fließt ein Strom durch die Leuchtdiode, der zu der eingestellten Spannung am +-Eingang des Operationsverstärkers proportional ist: dazu mißt der Widerstand R6 den Strom, der Spannungsabfall wird auf den invertierenden Eingang des OPs gegeben, der die Differenz zum +-Eingang ausregelt.

Der Komparatorausgang wird beim Takt Null automatisch zurückgesetzt, weil die Rampe dann mit Sicherheit größer als das Eingangssignal ist (Ausnahme: wenn das Gerät total übersteuert ist).

Der Strommeßwiderstand R6 darf nicht zu groß sein, damit der Spannungsabfall und damit auch die Verlustleistung in Grenzen bleibt. Eine Spannung von 0,2 Volt reicht als Eingangssignal für den Operationsverstärker vollkommen aus.

Mit dem Potentiometer P_1 (P_2) kann die Stromstärke und damit die Helligkeit der Anzeige eingestellt werden.

R1 hat Einfluß auf beide Teile der Rampe. Deshalb ist zuerst R1 so abzugleichen, daß von dem Bezugspunkt „Vollaussteuerung" (+5 dB) ausgehend ein Pegelwert von −10 dB oder −20 dB (vor dem Knickpunkt) mit Hilfe von R1 abgeglichen wird. Dann wird ein kleinerer Pegel (unterhalb des Knickpunkts) mit Hilfe von R2 abgeglichen.

LED-Anzeige und Treiber

Während die Rampe abläuft, zählt ein Johnson-Zähler (4017) die Taktimpulse. Seine Ausgänge steuern über die Treiber die „Einer", die Anoden der LED-Matrix an. Die Steuerung der „Einer"-Seite erfolgt für beide Kanäle gemeinsam, man muß nur die Treibertransistoren so auslegen, daß sie auch den maximalen Strom aushalten: im Taktverhältnis von 1:10 müssen sie n-mal den Strom eines Kanals steuern. Der Strom eines Kanals ist aber = Anzahl der Segmente x 5...10 mA x Anzahl der Kanäle.

Die Steuerung auf der Katodenseite kann wegen der Längen-Modulation des Balkens nur für einen Kanal erfolgen. Zweckmäßig ist der Einatz von ICs mit Mehrfach-Darlingtons (z.B. ULN 2003).

LED-Array

Im Innern der Matrix sind jeweils 10 Katoden und 10 Anoden der Leuchtdioden miteinander verbunden (*Bild 6*). Die Anode des ersten Segmentes ist mit den Anoden der Segmente 11, 21, 31... usw. verbunden, nach außen geht für alle gemeinsam ein Anschluß A1. *Bild 7* zeigt den Matrix-Aufbau des Verfassers.

Auf der Katodenseite sehen wir, daß die Katoden der ersten 10 Segmente alle miteinander verbunden sind, dies ist der 00-„Zehner"-Anschluß. Wird nun z.B. der 00-„Zehner"-Anschluß auf Masse gelegt und gleichzeitig an den A5-„Einer"-Anschluß eine positive Spannung über einen Vorwiderstand angeschlossen, so kann nur durch die fünfte Leuchtdiode Strom fließen – das fünfte Segment leuchtet auf.

Jedes beliebige Segment der Matrix wird auf diese Weise angesteuert. Nacheinander werden die „Einer" durch einen „Ringzähler" angesteuert, während die „Zehner" mit $^1/_{10}$ der Taktfrequenz des „Ringzählers" für die Einer angesteuert werden. Das wird durch die beiden HEF 4017 auf sehr einfache Art und Weise gelöst.

Inbetriebnahme

Zuerst prüft man den Oszillator. Wenn der Oszillator nicht schwingt, oder irgendwann stehen bleibt, brennt irgendeine Leuchtdiode durch. Schwingt der Oszillator einwandfrei, sollte die Zählerschaltung *ohne* die Anzeige geprüft werden.

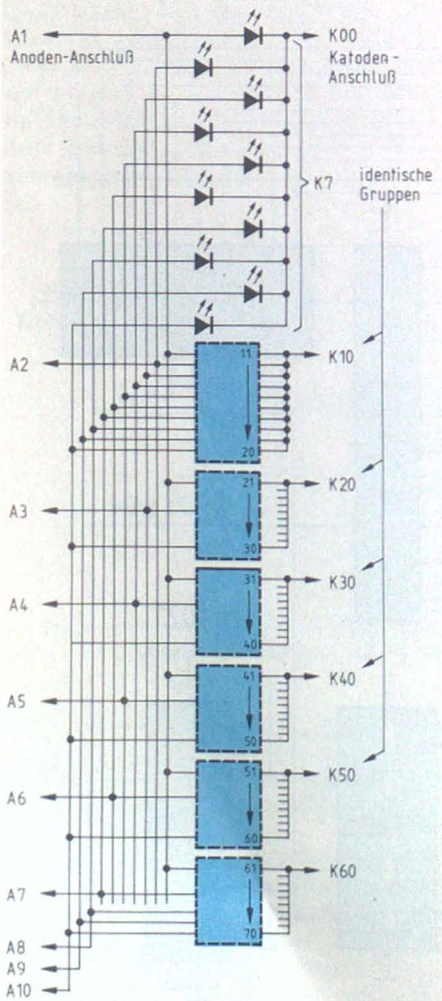


Bild 6. Schaltung des LED-Arrays

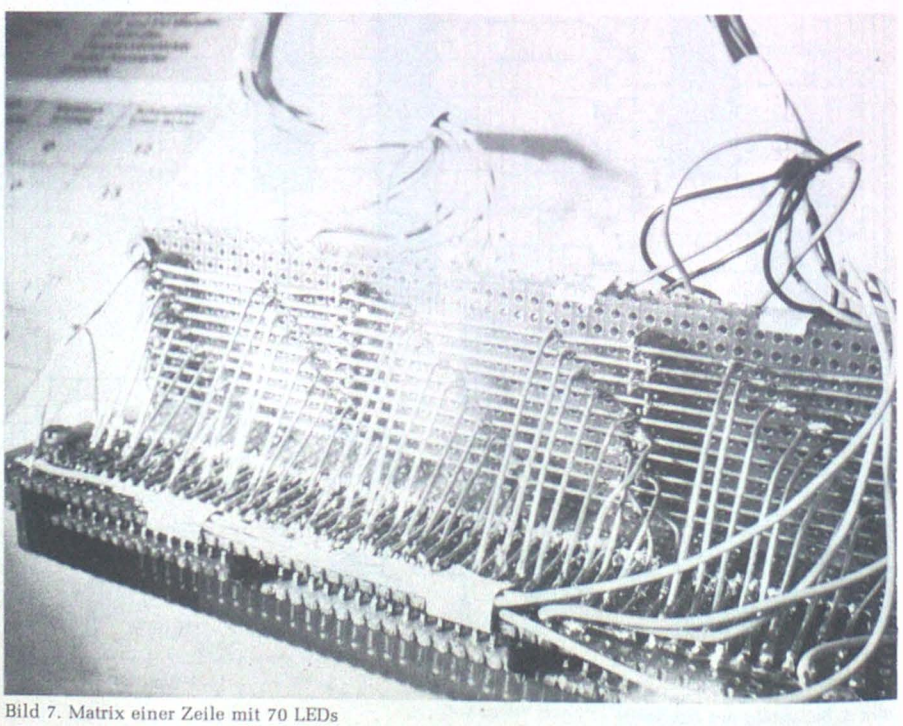


Bild 7. Matrix einer Zeile mit 70 LEDs

Der ordnungsgemäße Ablauf der Rampe und das Schalten des Komparators wird geprüft (siehe Oszillogramm in Bild 4). Dann werden anstelle der Anzeige einige Ersatzwiderstände angeschlossen, damit die Funktion der Helltast-Schaltung geprüft werden kann. Erst wenn dies funktioniert, wird die LED-Matrix angeschlossen. Da es sich um Multiplexsteuerung handelt, kann die Funktion nur mit einem Oszilloskop kontrolliert werden.

Kalibrieren und Messen

Wie mit R1 und R2 der Maßstab der Rampe eingestellt wird, wurde bereits beschrieben. Bevor diese Einstellung vorgenommen werden kann, müssen Vorverstärker und Gleichrichter überprüft und eingestellt werden. An den Eingang des Vorverstärkers wird ein Nf-Signal gelegt, das der maximalen Anzeige (+ 5 dB) entsprechen soll. Dieses Signal kann mit einem Multimeter gemessen werden. Als Meß-Signal soll am Ausgang des Gleichrichters nun die maximale Rampenspannung eingestellt werden: die Spannung der Zehnerdiode = 5,6 V. Alle Segmente leuchten!

Dieses Signal wird nun um 10 dB oder 20 dB abgeschwächt und der Abgleich der Rampe weitergeführt.

Hinweise zum Aufbau

Wegen der Multiplexfrequenz muß die Schaltung in ein abgeschirmtes Gehäuse eingebaut werden. Auch auf ein sauberes Abblocken der Versorgungsspannung ist zu achten, sonst vagabundiert die Multiplexfrequenz in der ganzen Schaltung umher.

Literatur

[1] DIN-Norm 45 406. Beuth-Vertriebs-GmbH, Berlin, Köln.

[2] *Bronstein:* Taschenbuch der Mathematik, Teubner-Verlag, Leipzig.

[3] *Tietze, Ch.; Schenk, Ch.:* Halbleiter-Schaltungstechnik. Springer-Verlag.

Stichworte zum Inhalt

LED-Peakmeter, logarithmische Skala, Rampenknick, LED-Matrix.

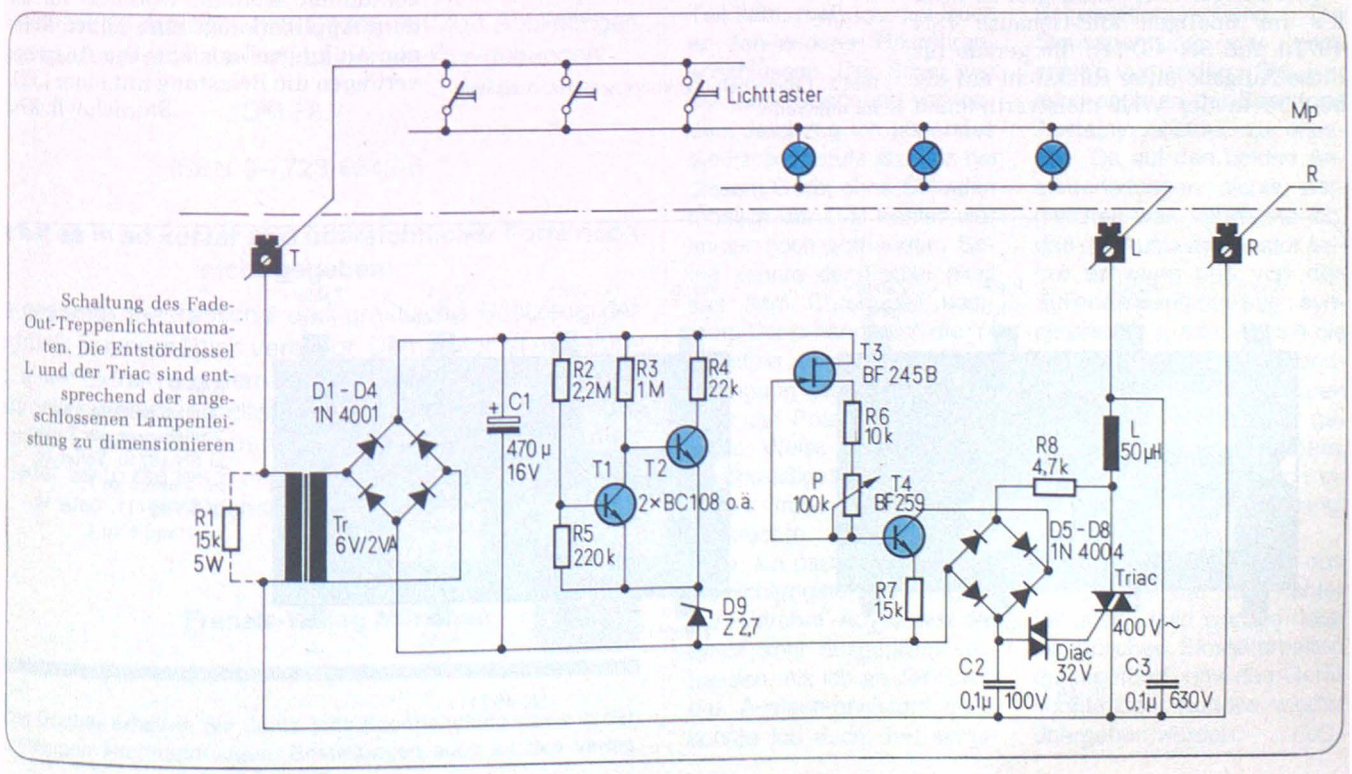
Fade-Out-Treppenlichtautomat

Jeder kennt es: Man geht abends durchs Treppenhaus und plötzlich, just in dem Moment, da man es am wenigsten erwartet, erlischt die Beleuchtung. Das Auge gewöhnt sich nur langsam an die neuen Lichtverhältnisse und nimmt erst nach etwa einer Minute durch Fenster einfallendes Restlicht wahr. Man tastet also nach dem Lichtdrücker oder setzt seinen Weg im Dunkeln fort. Eine alltägliche Situation. Hinzu kommt, daß die wenigsten Treppenlichtautomaten die Möglichkeit der Nachverlängerung bieten. Man kann sie erst wieder auslösen, wenn man schon im Dunkeln steht.

Alle diese Nachteile kennt die hier beschriebene Schaltung (*Bild*) nicht. Ist die eingestellte Zeit abgelaufen, so wird die Beleuchtung langsam (augenschonend) ausgeblendet. Man hat nun die Möglichkeit, während man noch etwas erkennen kann, den Taster erneut zu drücken. Bei der angegebenen Dimensionierung ist die Hell-Phase von 22 s bis 135 s einstellbar, die Ausblend-Phase beträgt 15 s.

Verwendung findet hier die klassische Dimmer-Schaltung, bei der jedoch das Potentiometer durch eine Graetz-Brücke ersetzt wurde (D5...D8). Der Strom durch die Dioden wird von dem Hochspannungstransistor T4 gesteuert. Drückt man nun den Lichttaster, so erhält der Transformator Spannung und lädt C1 über D1...D4 auf ca. 13 V.

Anmerkung: Bei Transformatoren dieser Größenordnung liegt die Leer-



Schaltung des Fade-Out-Treppenlichtautomaten. Die Entstördrossel L und der Triac sind entsprechend der angeschlossenen Lampenleistung zu dimensionieren

laufspannung bedeutend höher als die Nennspannung. Der Transformator muß ein Sicherheitstransformator nach VDE sein.

Nach dem Öffnen des Tasters entlädt sich C1 anfangs nur über die Konstantstromquelle T3, R6, P in die Basis von Transistor T4, wodurch dieser voll aufsteuert. Die Konstantstromquelle gewährleistet eine sparsame Ausnutzung der in C1 gespeicherten Ladung und somit eine lange Verzögerungszeit. Unterschreitet die Spannung an C1 nun 8 V, so tritt der Schaltungsteil mit T1, T2, D9 und R2...R5 in Kraft. T1 sperrt, T2 leitet und entlädt C1 zügig über R4. Mangels Basisstrom wird T4 nun langsam hochohmig, der Triac wird später getriggert, und die Lampen erhalten weniger Leistung.

Wem die erreichbare Verzögerungszeit zu kurz ist, der kann natürlich die Kapazität des Elkos C1 erhöhen. Dabei ist jedoch zu beachten, daß der kleine Trafo eventuell durch einen größeren zu ersetzen ist.

R1 ist nötig, wenn durch kapazitive Kopplung in den Leitungen oder durch Glimmlampen in den Lichttastern an dem Trafo eine Spannung verbleibt, die ein vollständiges Entladen des Kondensators C1 verhindert.

Den kompaktesten Aufbau erzielt man mit einer Experimentierplatine mit Lötpunktraster. Der Einbau in ein isoliertes Gehäuse ist unumgänglich, denn immerhin ist die Schaltung nicht galvanisch vom Netz getrennt.

Joachim Becela

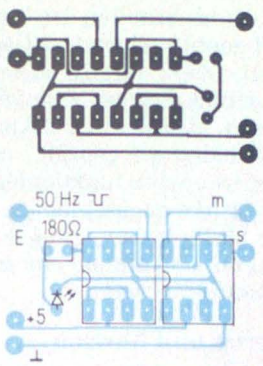


Bild 3. Platine und Bestückungsplan für die Schaltung in Bild 2. Der Widerstand ist stehend einzulöten

Einfache Zeitbasis

Sucht man in der Literatur nach digitalen Uhren und Steuerungen, findet man, daß viele Schaltungen mit Netzfrequenz anstelle von Oszillatoren arbeiten. Diese Netzfrequenz wird dann bis zur gewünschten Grundfrequenz für den Zähler heruntergeteilt. Dies geschieht in den meisten Fällen mit einer Kaskade aus 7490 oder Ähnlichem.

Seit einiger Zeit schon gibt es zwei ICs im 8poligen DIP-Gehäuse (SN 49710 und SN 49711), die gerade für diese Aufgabe unter Rücksicht auf die beiden, in der Welt meistvertretenen Netzsysteme (60 und 50 Hz) konstruiert worden waren. Wie aus *Bild 1* hervorgeht, besitzen diese beiden ICs interne Teiler, die bei entsprechender Verbindung direkt ein Signal von 1 Hz liefern. Da aber 1-s-Impulse manchmal nicht gebraucht, eventuell unterdrückt oder nur signalisiert werden, besteht die Möglichkeit, durch das Nachschalten der zweiten integrierten Schaltung ein Signal von 1 min zur Verfügung zu haben. Eine derartige Zeitbasis (50 Hz – 1 s – 1 min) zeigt die Schaltung in *Bild 2*. Die Anstiegszeit des Rechtecksignals am Eingang darf maximal 50 ns/V betragen. Der Ausgang schaltet während der abfallenden Flanke am Eingang.

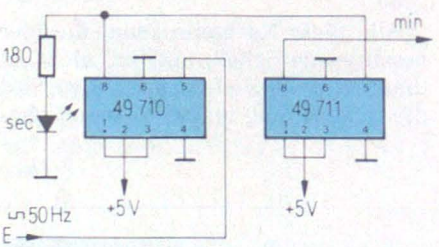


Bild 2. Teilerschaltung: Eingang 50 Hz, Ausgänge für min und s

Bild 3 zeigt einen möglichen Printvorschlag mit Bestückungsplan. Natürlich können beide ICs auch beliebig kombiniert werden, wodurch für andere Applikationen eine ganze Reihe von Teilungen entsteht. Die Ausgänge vertragen die Belastung mit einer LED.

Stanislav R. Křiž

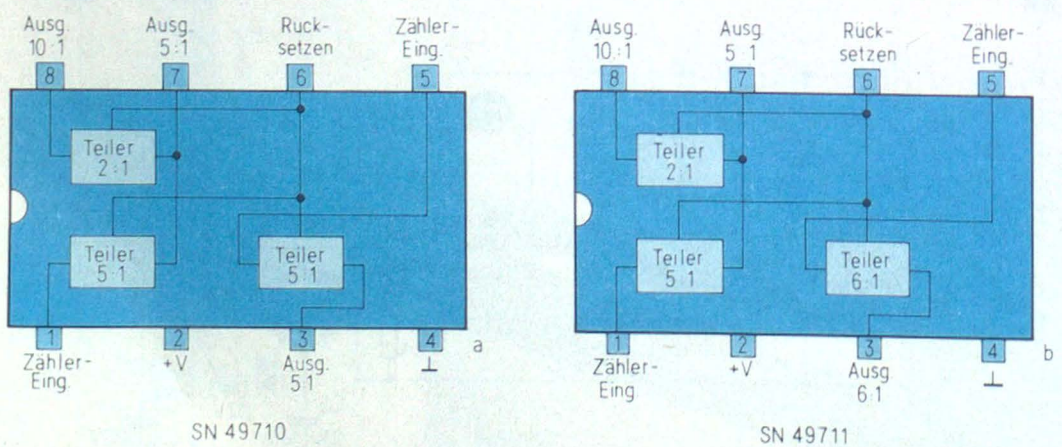


Bild 1. Innenschaltbild und Pinbelegung der Teiler; a) SN 49710, Teiler 10 zu 1 und 5 zu 1; b) SN 49711, Teiler 10 zu 1 und 6 zu 1

Peter Hofbauer

Energiesparendes Hochleistungsnetzgerät

mit einstellbarer Ausgangsspannung und Strombegrenzung

Wer hat es nicht schon erlebt? Ein Experiment oder eine Messung kann nicht ausgeführt werden, weil das verfügbare Netzgerät an die Grenze seiner Leistung stößt. Dann entsteht der Wunsch nach einem Netzgerät mit großer Ausgangsleistung. Die hier vorgestellte Schaltung erhielt beim FUNKSCHAU-Preis 1979 den ersten Preis in der Abteilung 2 (die nachbausichere Bauanleitung).

Das Prinzip

Das Prinzip einer Transistorregelschaltung zeigt *Bild 1*. Aus der unstabilisierten Spannung U_E wird mit Hilfe eines Längstransistors und einer Regelschaltung die stabilisierte Ausgangsspannung U_A gewonnen. Problematisch wird es jedoch beim Regeln großer Leistungen. Bei einer U_E von 25 V, einer U_A von (fast) 0 V und einer Stromentnahme von 10 A muß der Längstransistor eine Leistung von 250 W in Wärme umsetzen und über Kühlkörper an die Luft abführen. So wird aus einem Netzgerät ein Heizofen!

Das Verheizen dieser Verlustleistung wird in der folgenden Schaltung vermieden. Die Energiezufuhr wird mit einem Triac vor der Primärwicklung des Netztrafos soweit herabgesetzt, daß der Längstransistor gerade noch genug Spannung zum Regeln hält. Der Zündwinkel des Triacs wird in einer Phasenanschnitt-Regelschaltung so eingestellt, daß in beiden Betriebsfällen (Spannungsregelung oder Strombegrenzung) der Transistorregelschaltung die Spannung $U_{CE} = 5$ V beträgt. Die max. Verlustleistung beträgt jetzt bei einem Strom von 10 A nur noch 50 W. Der Aufwand für die Kühlung wird erheblich kleiner. Die Daten des Mustergerätes (*Bild 2*) sind in *Tabelle 1* aufgeführt.

Tabelle 1: Die technischen Daten des Mustergerätes

Ausgangsspannung	0 bis 20 V
Strombegrenzung	15 mA bis 10 A
max. Dauerstrom	10 A
Stat. Innenwiderstand, gemessen bei $U_A = 10$ V und $\triangle I_A = 9{,}5$ A	< 1 mΩ
Störspannung am Ausgang, Meßbandbreite 500 kHz	50 µVeff
Änderung der Ausgangsspannung bei Änderung der Netzspannung von 200 V auf 240 V	< 1 mV
Restausgangsspannung bei Spannungseinsteller auf Null	3 mV

Schaltungsbeschreibung

Die Phasenanschnitt-Regelschaltung arbeitet mit den Transistoren T 4 bis T 8 (*Bild 3*). Die Spannungsverläufe sind in *Bild 4* dargestellt. Der linke Teil gilt für eine Belastung am Ausgang des Gerätes von 1 V/2 A, der rechte für Vollast 20 V/10 A. Der Brückengleichrichter D 1...D 4 erzeugt an R 11 eine pulsierende 100-Hz-Spannung (*Bild 4b*). Beim Nulldurchgang der Netzspannung wird über D 6 der Transistor T 5 leitend und schaltet den Elko C 18 zum Elko C 17 durch. Die Spannung an C 17 wird über T 4 mit Hilfe der Referenzspannung von IC 1 auf 6,5 V stabilisiert. Nach ca. 0,5 ms wird T 5 gesperrt. C 18 entlädt sich jetzt annähernd zeitlinear über R 18. Sobald seine Spannung um

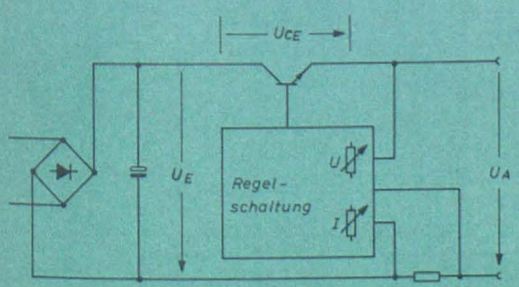


Bild 1. Prinzip einer Transistor-Regelschaltung

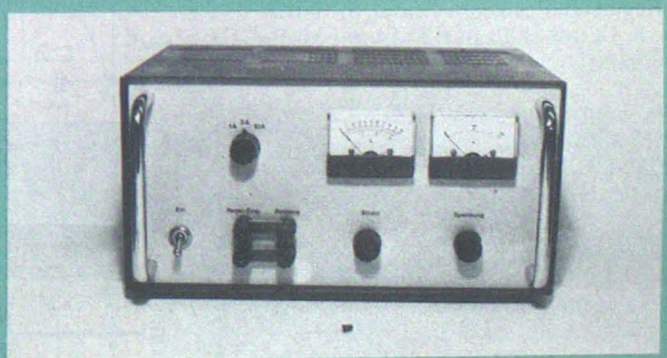


Bild 2. ▶
Ansicht des Mustergerätes

0,65 V unter die Basisspannung von T 6 gesunken ist, wird T 6 leitend. (Bild 4c und 4d.) Der Kollektorstrom von T 6 steuert T 8 durch. Dadurch wird C 23, der sich vorher über R 22 auf Betriebsspannung aufgeladen hatte, an den Zündtrafo Tr 2 geschaltet (Bild 4e). Der Triac zündet und schaltet die Netzspannung zur Primärwicklung des Tr 1 durch (Bild 4f).

Jetzt werden über Gl 1...Gl 3 die Ladeelkos C 4...C 12 aufgeladen. Der Ladestrom wird mit der Drossel L1 begrenzt und zeitlich verlängert (Bild 4g). Ohne L1 wäre der Ladestrom nach Zünden des Triacs im Spannungsmaximum zu groß. Wie aus Bild 4f zu entnehmen ist, wird der Triac im darauffolgenden Nulldurchgang gelöscht. An dieser Stelle soll darauf verwiesen werden, daß der Triac unbedingt beide Halbwellen schalten muß. Läßt er nur eine Halbwelle mit großem Stromflußwinkel durch, so entsteht für den Gleichstromanteil über die niederohmigen Wicklungen von L 1 und Tr 1 praktisch ein Kurzschluß. Das kann geschehen, wenn der Zündimpuls zeitlich zu sehr in die Nähe des Löschzeitpunktes kommt. Vermieden wird dies durch Begrenzen der Basisspannung von T 6 durch D 7. Die Basisspannung von T 6 stellt den Zündwinkel des Triacs ein. Sie kommt zu einem Teil über R 24, P 3 und R 25 von der Ausgangsspannung und zum anderen über R 26 und T 7 von den Ladeelkos. Über T 7 wird ein Regelkreis geschlossen, wobei die Betriebsspannung als Referenz benutzt wird. Damit U_{CE} über den ganzen Bereich konstant bleibt, ist ein 2-Punktabgleich mit P 2 und P 3 notwendig. Das Siebglied R 26/C 24 wird mit D 8 überbrückt, um ein schnelles Umladen des C 24 bei schnell sinkender Spannung der Ladeelkos (plötzliche Lastzunahme) ein unverzögertes Nachstellen des Zündwinkels zu erreichen. Aus der pulsierenden Spannung an R 11 wird über D 5 die Betriebsspannung der Regelschaltung gewonnen. Sie wird über R 12 mit D 13 und D 14 auf 36 V stabilisiert.

Der Transistorregelkreis arbeitet mit dem Spannungsregler IC 1, der an Pin 6 eine hochkonstante Referenzspannung von 7,15 V liefert. Die Ausgangsspannung wird über den einstellbaren Spannungsteiler P 1, R 27 und P 4 entsprechend der gewünschten Spannung heruntergeteilt, dem Pin 4 zugeführt und mit der am Pin 5 liegenden Referenzspannung verglichen. Damit die Spannung auf 0 V heruntergestellt

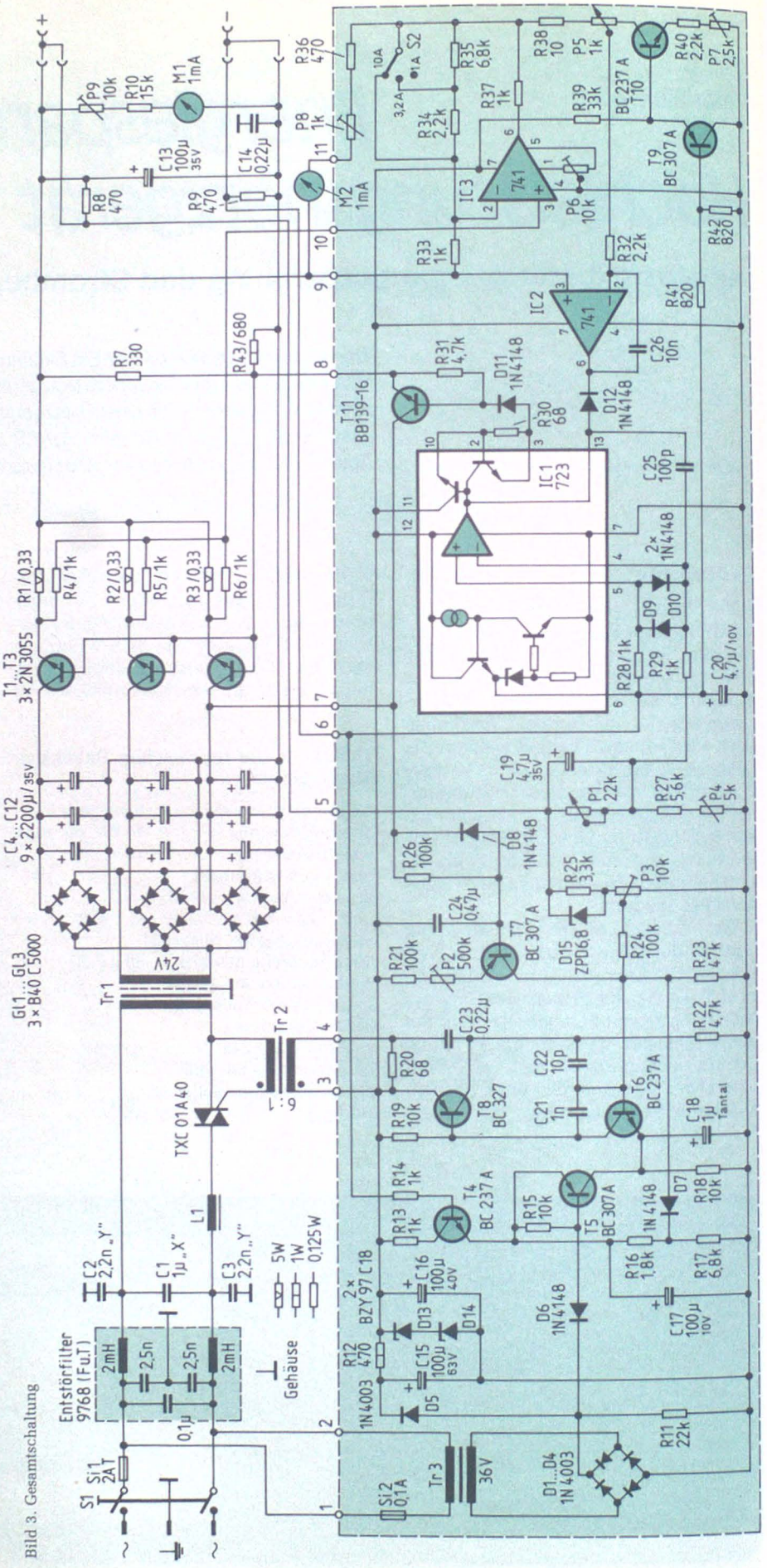


Bild 3. Gesamtschaltung

werden kann, wird das Potential der Regelschaltung um die Referenzspannung negativer gemacht, indem der Pluspol der Referenzspannung (Pin 6) mit der Minusbuchse des Ausganges verbunden wird. Der Ausgang (Pin 10) steuert über R 30 und D 11 den Treiber T 11 und dieser die Längstransistoren T 1...T 3. T 11, T 1, T 2 und T 3 werden mit der durch die Triac-Regelung verminderten Spannung betrieben.

Die Spannung zwischen Pin 6 und Pin 7 von IC 1 kann nur so lange stabil sein, wie der Strom aus Pin 6 herausfließen kann. Deshalb muß der in die Basis des T 11 fließende Strom unter 5,7 mA bleiben. Wird er größer, so fließt ein Strom in Pin 6 hinein, die Referenzspannung steigt und über eine interne Verbindung in dem IC 1 (nicht eingezeichnet) wird der Regelverstärker gesperrt. Der Basisstrom von T 11 kann am Spannungsabfall über R 30 kontrolliert werden. Sollte sich herausstellen, daß der Wert von 5,7 mA erreicht wird, so müssen für T 11, T 1, T 2 und T 3 Transistorexemplare mit größerem Stromverstärkungsfaktor ausgesucht werden. Mit den angegebenen Typen wird jedoch in der Regel der Wert von 5,7 mA gut unterschritten.

Bei dieser Schaltung besteht die Möglichkeit, wie im Schaltbild angedeutet, den Ausgang und den Regeleingang über getrennte Buchsen nach außen zu führen. Damit erhält man die Möglichkeit, einen Verbraucher über 4 Leitungen anzuschließen und somit die Spannungsabfälle auf den Leitungen auszuregeln.

Die Strombegrenzung arbeitet mit IC 2, IC 3, T 9 und T 10. Als Shunt für die Strommessung dienen die sowieso vorhandenen Stromaufteilungswiderstände R 1, R 2 und R 3. Weil der Strom durch diese etwas unterschiedlich ist, muß aus den Spannungsabfällen aller drei Widerstände über R 4, R 5 und R 6 ein Mittelwert gebildet werden. Dieser wird mit Hilfe von IC 3 verstärkt und steht am Verbindungspunkt R 37 / R 38 gegen Platinenanschluß 9 zur Verfügung. Mit S 2 kann die Verstärkung umgeschaltet werden. Dadurch entstehen drei Strombegrenzungsbereiche: 1 A, 3,2 A und 10 A. T 9 und T 10 bilden eine temperaturkompensierte Konstantstromquelle, die einen konstanten Spannungsabfall an P 5 und R 38 bewirkt. Am Schleifer von P 5 steht somit eine einstellbare, definierte negtive Spannung gegen den Verstärkerausgang zur Verfügung. Bei steigender Stromentnahme wird dieser Verstärkerausgang positiver. Die Strombegrenzung setzt über IC 2 und D 12 ein, sobald beide Spannungen gleich groß sind und sich somit aufheben.

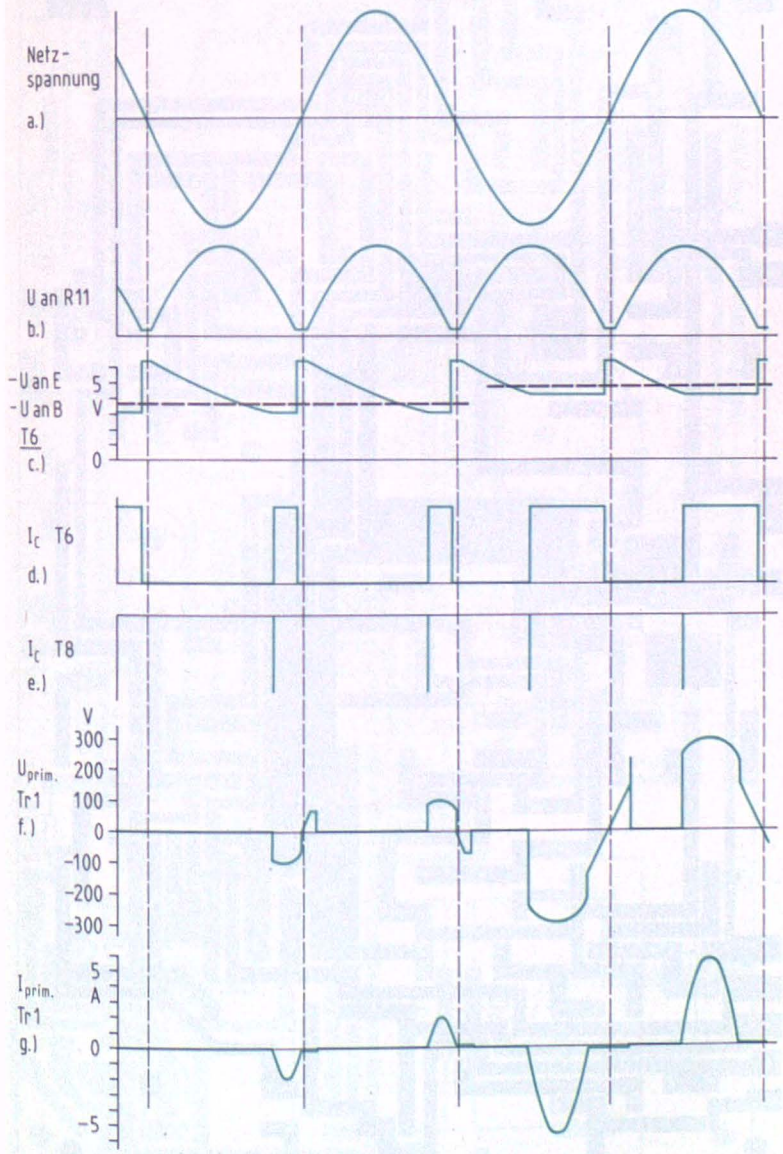


Bild 4. Spannungs- und Stromverläufe der Phasenanschnitt-Regelung

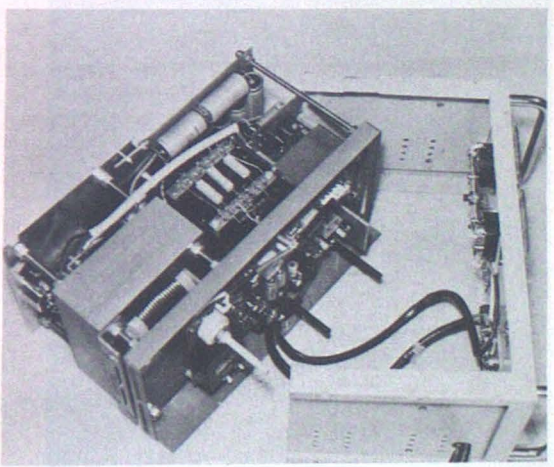


Bild 5. Ansicht des Mustergerätes bei herausgezogenem Chassis

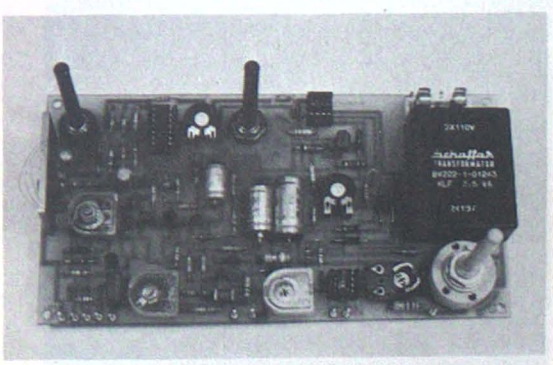


Bild 6. Ansicht der bestückten Platine

Mechanischer Aufbau, Entstörung und besondere Hinweise

Bei einer Phasenanschnitt-Regelung entstehen Funkstörungen. Weil mit dem Netzgerät auch empfindliche elektronische Schaltungen betrieben werden sollen, ist eine Entstörung unerläßlich. Zu diesem Zweck wurde der Triac zwischen L 1 und Tr 1 angeordnet. Diese beiden Induktivitäten sorgen mit C 1...C 3 und dem zusätzlichen Entstörfilter für eine Entstörung des Netzanschlusses. Die stark störverseuchten Leitungen zum Triac werden sehr kurz gehalten oder – wenn lange Leitungen nicht zu umgehen sind – abgeschirmt ausgeführt. Damit ein direktes Abstrahlen der Störungen und ein Einstrahlen in die empfindlichen Regelschaltungen vermieden wird, wurde die Schaltung in ein Metallgehäuse eingebaut, das unbedingt über einen Schukostecker geerdet werden muß (siehe auch FUNKSCHAU 2/80, Seite 90). Das zum Metallgehäuse gehörende Chassis wurde senkrecht montiert und dient somit auch der Abschirmung zwischen Leistungsteil und Regelschaltung (*Bild 5*). Die gesamte Regelschaltung wird auf einer Platine aufgebaut (*Bild 6*). Am Ausgang genügt zur Entstörung der Kondensator C 14.

Die Transistoren T 1...T 3 wurden auf getrennte Kühlkörper (je 1,4 K/W) gesetzt. Diese Kühlkörper wurden bewußt überdimensioniert. Grund: Beim Kurzschließen des Ausganges werden T 1 bis T 3 für einige Millisekunden stark belastet, weil die Ladeelkos sich erst entladen müssen, bis U_{CE} auf 5 V gesunken ist.

Der Triac erhält ein Alukühlblech von ca. 25 cm², der Treiber T 11 eines von ca. 12 cm². Der Zündtrafo Tr 2 soll

Tabelle 2: Wickeldaten

L 1: Kern M 65 a, 100 Wind. 0,8 CuL Luftspalt 1 mm

Tr 2: Kern M 30, Wickelkörper in 3 Kammern unterteilt, mittlere Kammer bleibt frei (Sicherheitsabstand).
prim. = 230 Windungen 0,25 CuL
sek. = 45 Windungen 0,25 CuL

Tabelle 3: Im Mustergerät verwendete Spezial-Bauteile

Tr 1: Sicherheitstransformator 220 V/24 V, 350 VA, Typ SSKT 35-220/24

Tr 3: Trafo für Platinenmontage 220 V/2 x 18 V, 3,5 VA, Typ KLF 3,5 VA

C2, C3: Keramik-Funkentstörkondensator 2,2 nF/220 V („Y")

Entstörfilter: 250 V ca. 4 A z. B. Typ 9768 (Fu.T)
IC 1: MC 1723 CP2 o. µA723 CN o. TDB 0723 A usw.

Alle Wickelteile können bezogen werden bei: Wickeltechnik Bernock, Böheimstr. 47/1, 7000 Stuttgart 1.

TR 2 und L 1 sind auch erhältlich bei GTM-Electronics, Maihauser Dorfstr. 9, 2854 Loxstedt.

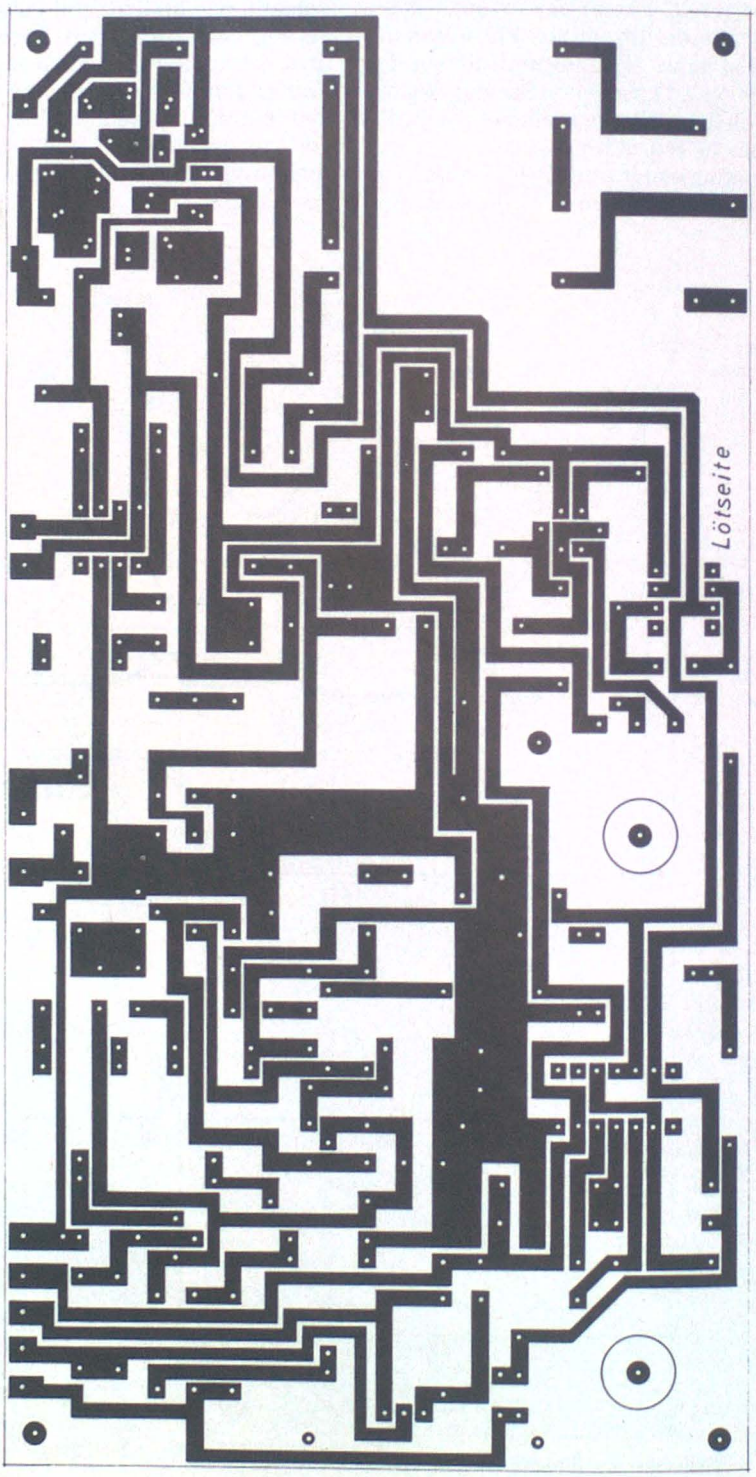


Bild 7. Platinenlayout

die Zündspannung im Verhältnis 1:3 bis 1:6 heruntertransformieren. Am Gate des Triacs muß der Zündimpuls negativ sein. C 22 und R 20 nur bei ungünstigen Daten des Zündtrafos einsetzen, z.B. bei zu kleinem Übersetzungsverhältnis (z.B. 1:1). C 22 verkürzt das Einschalten des T 8 und R 20 dämpft die dadurch bedingten Ausschwinger am Tr 2. In *Tabelle 2* sind die Wickeldaten für L 1 und Tr 2 angegeben. Die Spezial-Bauteile sind in *Tabelle 3* aufgeführt.

Ein geeignetes Platinen-Layout zum Aufbau der Regelschaltung zeigt *Bild 7*, *Bild 8* den zugehörigen Bestückungsplan.

Inbetriebnahme und Abgleich

Zuerst wird die Transistorregelschaltung bei überbrücktem Triac (Vorsicht, Netzspannung!) und S 2 in Stellung 1 A eingestellt. Spannungseinsteller P 1 auf Spannungs-Maximum (max. Widerstand) und Stromeinsteller P 5 auf Strom-Maximum (Schleifer zum Kollektor T 10) einstellen und dann wie folgt abgleichen:

1. Bei unbelastetem Ausgang die Ausgangsspannung messen und mit P 4 auf 20 V einstellen. Dann M 1 mit P 9 und den Nullpunkt von M 2 mit P 6 einstellen.

2. Bei kurzgeschlossenem Ausgang den Ausgangsstrom messen und mit P 7 auf 1 A einstellen. Dann M 2 mit P 8 kalibrieren.

Danach wird die Triacregelung eingestellt. Dazu wird ein Belastungswiderstand benötigt, der bei einem Spannungsabfall von 12 bis 18 V einen Strom von 10 A gestattet. Man kann auch eine 12-V-Kfz-Batterie benutzen, welche für die Dauer der Einstellung mit 10 A geladen wird. Zur Messung von U_{CE} wird ein Voltmeter am T1 angeschlossen. S 2 auf 10 A und P 1 auf 20 V stellen. Zunächst werden P 5 und P 3 in Mittelstellung und P 2 auf Linksanschlag (kleinster Widerstand) gebracht. Die Einstellungen dann wie folgt vornehmen:

3. Ausgang kurzschließen (Strom ca. 5 A) und U_{CE} von T 1 mit P 2 auf 5 V einstellen.

4. P 5 aufdrehen und bei kurzgeschlossenem Ausgang (Strom = 10 A) U_{CE} auf 5 V nachstellen. Kurzschluß entfernen.

5. Ausgang mit Belastungswiderstand (Kfz-Batterie) belasten. Mit P 3 ebenfalls U_{CE} auf 5 V einstellen. Dabei müssen 10 A fließen bei einer Spannung von 12 bis 18 V.

6. Einstellungen unter 4. und 5. wiederholen, bis die Abweichung vom Sollwert unter 0,5 V liegt.

Im praktischen Betrieb kann U_{CE} infolge von Netzspannungsänderungen und Erwärmung des Gerätes zusätzlich um ± 1 V abweichen. Bei kleiner Belastung läuft sie hoch, was aber bedeutungslos ist.

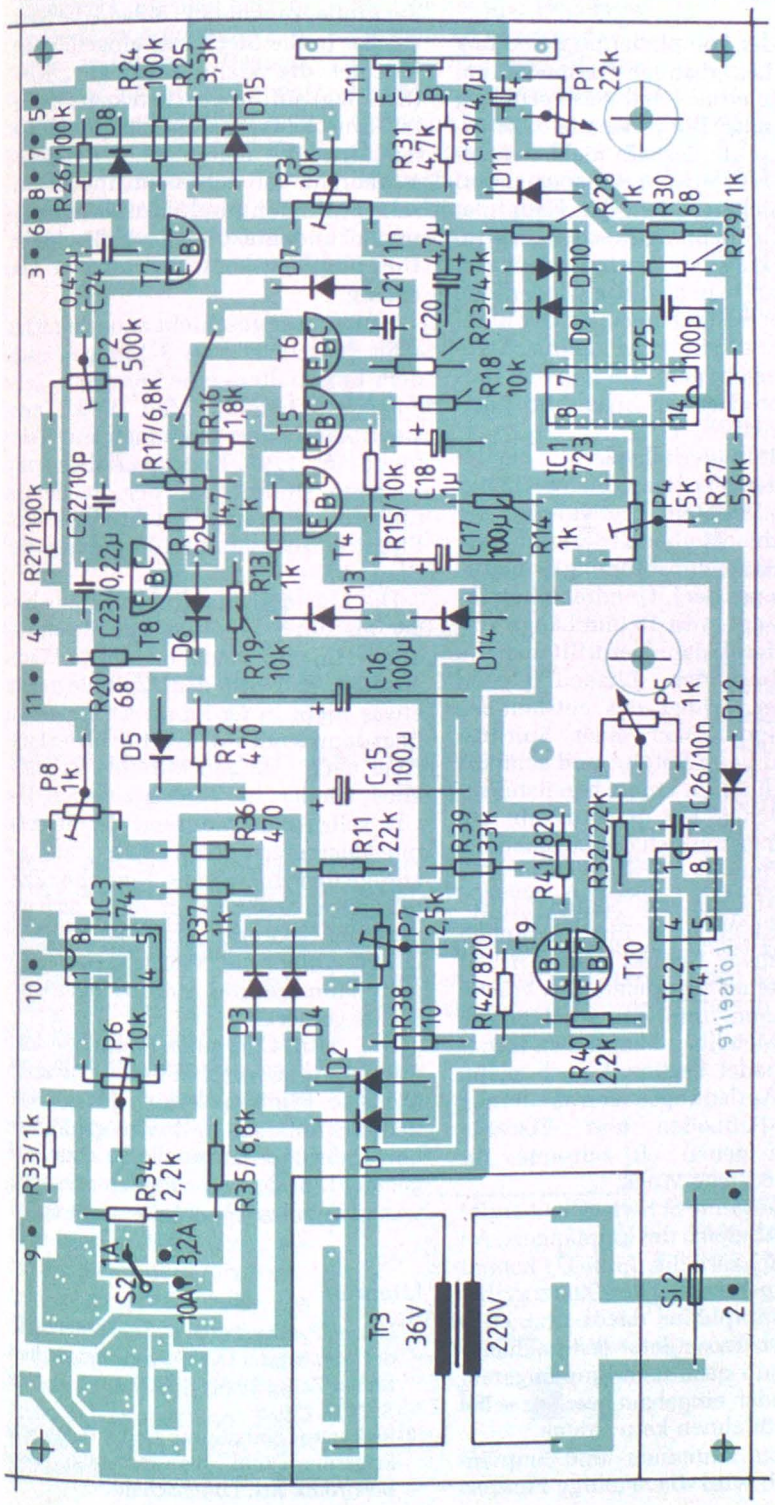


Bild 8. Bestückungsplan

Stichworte zum Inhalt

Spannungsregelung mit Längstransistor, Phasenanschnitt-Regelschaltung, Referenzspannung, Stromflußwinkel, Strombegrenzung, Funkentstörung.

Mini-Computer-Funkuhr Hopf 4300

Erfahrungen mit dem Bausatz

Eine DCF-77-gesteuerte Funkuhr mit großer, grüner Fluoreszenz-Anzeige für Wochentag und Uhrzeit (Stunden, Minuten und Sekunden) oder Datum (Knopfdruck: Tag, Monat und Jahr), mit optischer Empfangskontrolle und einem maskenprogrammierten Mikroprozessor, der das empfangene Zeittelegramm erst nach siebenfacher Kontrolle für die Anzeige freigibt oder aber, bei Zeittelegrammstörungen, die Uhr bei gleichzeitiger optischer Warnung automatisch auf Quarzbetrieb umschaltet – und das alles in einem nur 131 mm x 50 mm x 69 mm großen Gehäuse.

Gewiß ist diese Funkuhr kein Anfängermodell. Wer über ein gutes Vielfach-Meßinstrument und ein Oszilloskop verfügt, dürfte mit dem Nachbau keine besonderen Schwierigkeiten haben. Ein zusätzlicher Digital-Frequenzmesser beschleunigt den Abgleich des internen 4,194304-MHz-Quarzoszillators.

Die mitgelieferte „Bedienungsanleitung und Technische Erklärung" ist ausführlich und verständlich. Etwa ein Drittel ihrer insgesamt mehr als 50 Seiten ist den Aufgaben und dem Betrieb des Normalfrequenzsenders DCF 77 gewidmet – Einzelheiten, die der FUNKSCHAU-Leser bereits kennt [1], welche man sich aber, wenn man nun eine solche Funkuhr bauen will, gern noch einmal durchliest.

Beim Probe-Nachbau wurde streng nach der Bauanleitung vorgegangen, denn dabei sollte sich die Qualität des komplett bezogenen Bausatzes und der mitgelieferten Unterlagen beweisen. Um das Ergebnis vorweg zu nehmen: Größere Schwierigkeiten gab es nirgends. Auf völlig problemlose Bauschritte wird deshalb im folgenden nicht eingegangen. In einigen der wenigen hier erwähnten Punkte wären aber vielleicht noch Verbesserungen oder Vereinfachungen möglich.

So hat beispielsweise die Bauanleitung selbst den Nachteil, daß sich die Bauschritt-Beschreibungen in der Mitte, die zugehörigen Zeichnungen und Skizzen jedoch am Ende befinden. Teilt man das Heft hinter dem Textteil auf, dann lassen sich Beschreibung und Bilder bequem nebeneinander aufschlagen.

Wegen der komplizierten Schaltung liegen die Leiterbahnen – besonders auf der Hauptplatine – teilweise sehr eng nebeneinander. Die verwendete Lötkolbenspitze sollte deshalb nicht wesentlich breiter als etwa 0,8 mm sein. Auf dem Bestückungsplan der Hauptplatine sind die Meßpunkte schwer zu finden. Man kreist sie am besten rot ein, dann erspart man sich das wiederholte Suchen. Im Bestückungsplan der Empfängerplatine sind gar keine Meßpunkte eingetragen; sie müssen aus dem entsprechenden Schaltbild übertragen werden.

Etwas altjüngferlich zierte sich die Hf-Litze der Ferritantennenwicklung gegen das Verlöten. Hier brachte die „Altdeutsche Methode" Erfolg: Erst wird die Außenumspinnung – natürlich ohne eines der Litzendrähtchen abzureißen – auf etwa 15 mm Länge vorsichtig entfernt, dann verdrillt man die jetzt freiliegenden Litzendrähtchen miteinander, erhitzt das entstandene dünne Bündel über einer Spiritusflamme auf helle Rotglut und schreckt es dann schnell in einem bereitstehenden Schälchen mit Spiritus ab; anschließend lassen sich die Litzenenden leicht verzinnen.

Das Einstecken der beiden Mikrocomputer-MOS-ICs in ihre Fassungen erfordert etwas Geduld. Diese Arbeit wird auf einer geerdeten Blechplatte vorgenommen, und ein zusätzliches, geerdetes Metallband am linken Handgelenk schadet bestimmt auch nicht: Statische Aufladungen von modernen Kunststoff-Fußböden und -Tischabdeckungen gehen oft seltsame, für MOS-ICs tödliche Wege.

Die letzte kleine Schwierigkeit ergibt sich beim Abgleich des Empfängers: An den Abgleichkern der Spule Ü1 kommt man nicht heran, weil der Quarzoszillator der Hauptplatine davor sitzt. Also muß der Quarzoszillator erst noch einmal aus- und nach dem Empfängerabgleich wieder eingebaut werden – bei nur fünf Lötfahnen kein Drama.

Nach dem Antennen- und Empfängerabgleich wird die 6stellige Fluoreszenz-Anzeige (11,5 mm Höhe für Stunden und Minuten beziehungsweise für Tag und Monat, 8 mm für Sekunden bzw. Jahr) eingelötet, und dann kommt der große Augenblick: Sobald der Netzstecker in die Steckdose eingeführt ist, leuchtet die kleine Anzeige „SUN" (Sonntag) auf, wie es dem angekündigten Einschaltverhalten entspricht. Danach wird die abgesetzte Ferritantenne so gedreht, daß der Dezimalpunkt zwischen Minuten- und Sekundenanzeige im Sekundentakt gleichmäßig blinkt: Die Empfangskontrolle arbeitet also richtig.

Weiter aber geschieht zunächst nichts – bis plötzlich, etwa 3 Minuten nach dem Einschalten, eine komplette Zeitanzeige erscheint. Man blickt, man staunt, und dann greift man zum Telefonhörer: „119". Und tatsächlich – die Anzeige stimmt mit der Zeitansage überein, und genau synchron mit dem Piepston wechselt die 10-s-Anzeige der Funkuhr.

Die Musteruhr läuft nun bereits länger als ein Jahr ohne jede Beanstandung. Hin und wieder meldet die Warnanzeige, daß mit dem Zeittelegramm etwas nicht in Ordnung ist; irgendwo liegt dann wohl ein Gewitter in der Luft. Aber nach wenigen Minuten ist meist alles wieder im Normalzustand. Die Uhr selbst läuft während der Störung mit Quarzgenauigkeit weiter, und sie könnte im Prinzip viele Tage ohne Zeittelegramm auskommen, ohne auch nur um eine Sekunde „aus dem Tritt" zu fallen. Ohne die Warnanzeige hätte man dann von der Störung überhaupt nichts gemerkt.

Die Mini-Computer-Funkuhr 4300 mit ihrem ansprechenden, schwarzen Gehäuse (*Bild*) macht sich gut auf meinem Schreibtisch und wird gebührend bewundert. Ihr Zusammenbau hat Spaß gemacht, und ein verregneter Sonntag war sinnvoll ausgenutzt. *H.P.S.*

Literatur

[1] *Hetzel, P.; Rohrbach, L.:* Digitale Anzeige der vom Sender DCF 77 verbreiteten Amtlichen Zeit. FUNKSCHAU 1974, Heft 19, S. 727...730.

[2] Bedienungsanleitung und Technische Erklärung zum Bausatz 4300. Hopf Elektronik KG, Lüdenscheid.

Klaus Paschenda

Steuerung mit Massensimulation für Modellfahrzeuge

Die Geschwindigkeit von Modellfahrzeugen wird im einfachsten Fall über die Betriebsspannung der Motoren geregelt. Obwohl dies bei geeigneter Getriebeuntersetzung zu recht brauchbaren Ergbnissen führt, treten im Bereich geringer Geschwindigkeiten doch Probleme auf: kein extrem langsames Fahren, geringe Zugkraft bei Modellbahnen.

Ein besseres Fahrverhalten wird durch Impulslängensteuerung erreicht (vgl. auch FUNKSCHAU 1979, Heft 11, Seite 663). Hier wird eine Schaltung beschrieben, die neben der Erzeugung von Gleichspannungsimpulsen noch eine elektronische Simulation der Fahrzeugmasse enthält. Für Kurzschlußfestigkeit ist ebenfalls gesorgt. Zwei unterschiedliche Schaltungen zur Erzeugung der Steuerspannung für den spannungsgesteuerten Impulslängenmodulator werden vorgestellt: Steuerung mittels Potentiometer und mittels Stufenschalter.

Um ein millimetergenaues Anhalten und Rangieren zu ermöglichen, hängt die simulierte Fahrzeugmasse von der Fahrgeschwindigkeit ab, d. h. bei kleinen Geschwindigkeiten erfolgt eine schnelle Reaktion des Motors, während mit größeren Drehzahlen auch die Verzögerung zwischen Steuerbefehl und Drehzahleinstellung zunimmt, *Bild 1* und *Bild 2*. Selbstverständlich sind Anfahr- und Bremsverzögerung getrennt einstellbar. Auch die Möglichkeit einer Fernsteuerung – ein/aus einer vorgewählten Geschwindigkeit – besteht.

Bei einer zweiten Version, Pulslängensteuerung gemäß Bild 1 und *Bild 3* wird die Geschwindigkeit über einen Stufenschalter gesteuert. Sieben verschiedene Beschleunigungsstufen mit unterschiedlichen Endgeschwindigkeiten und drei Bremsstufen sind vorgesehen. In der Stellung „Neutral" des Stufenschalters ist die gerade erreichte Geschwindigkeit praktisch konstant. Wird die Beschleunigung um eine Stufe zurückgeschaltet, bevor die Endgeschwindigkeit dieser Stufe erreicht ist, wird die momentane Geschwindigkeit beibehalten. So ist jede Geschwindigkeit einstellbar. Auch lassen sich mit dieser Version feinere Korrekturen der Fahrgeschwindigkeit vornehmen. Brems- und Anfahrverzögerung sind nicht variabel, da sie sich ja aus der Bedienung ergeben.

Der Kern beider Versionen ist der bereits zitierte spannnungsgesteuerte Impulslängenmodulator: Ein Timer 555 (IC 1), der als Monoflop beschaltet ist, mit dem zusätzlichen Komparator IC 2 (Operationsverstärker 741). Am invertierenden Eingang dieses Komparators liegt die Steuerspannung an. Über die Transistorstufe mit T 1 werden Triggerimpulse mit einer Frequenz von 50 Hz gewonnen. Um auch sehr kleine Pulslängen zu ermöglichen, werden diese Triggerimpulse differenziert (C 1, R 1). Nach Beseitigung der positiven Spitze (D 1) stehen Nadelimpulse zur Triggerung des Timers zur Verfügung. Über den Reset-Eingang (Pin 4) kann der Timer ein- und ausgeschaltet werden. Mit dem Operationsverstärker IC 3 wird die Steuerspannung an C 3 mit einer einstellbaren Spannung (P 4) verglichen. Sobald die Steuerspannung kleiner als die an P 4 abgegriffene Spannung ist, wird der Timer abgeschaltet. Folglich ist P 4 so einzustellen, daß bei Nulleinstellung an P 1 beziehungsweise Stellung „Neutral" des Stufenschalters der Timer gerade noch nicht arbeitet.

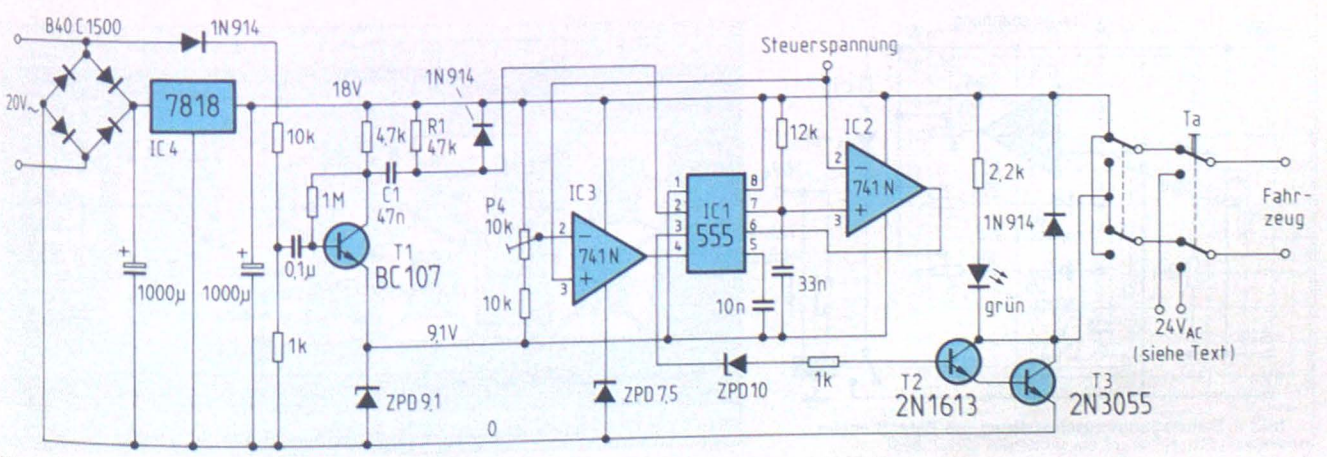


Bild 1. Universalsteuerung mit Gleichstromimpulsen

Der Ausgang des Impulslängenmodulators steuert eine Darlingtonstufe (T 2, T 3). Zwischen Steuergerät und Fahrleitung kann noch eine Drossel von 10 bis 20 mH geschaltet werden, die der Impulsabrundung dient. Ein Umschalter zur Umkehrung der Polarität ist ebenfalls vorgesehen: Richtungswechsel bei Gleichstromfahrzeugen. Der zweipolige Taster Ta ist nur notwendig, wenn ein Stromstoßrelais oder die Telexkupplung von Märklinfahrzeugen betätigt werden sollen.

Das Netzteil ist mit einem kurzschlußfesten Spannungsregler der 78-Serie bestückt, der gut zu kühlen ist. Um zu verhindern, daß die Strombegrenzung des Spannungsreglers bereits auf die impulsförmige Belastung durch den Verbraucher reagiert, muß die Strombegrenzung durch einen Kondensator von 1000 µF am Ausgang des Reglers IC 4 langsamer gemacht werden.

Bei der ersten Version (Bild 1 und Bild 2) wird der Sollwert der Steuerspannung und damit die Geschwindigkeit mittels des Potentiometers P 1 eingestellt. Die hier eingestellte Spannung wird einem Komparator (IC 5), ebenfalls ein Operationsverstärker 741, zugeführt. Der Sollwert der Steuerspannung wird mit der am RC-Glied anstehenden Spannung verglichen, die den Impulslängenmodulator steuert. Dieses RC-Glied zur Simulation der Fahrzeugmasse wird gebildet aus P 1a, P 2, P 3, den Dioden D 2, D 3 und dem Kondensator C 3. Mit den Trimmern P 2 und P 3 lassen sich Anfahr- und Bremsverzögerung getrennt einstellen. Dazu addiert sich jeweils noch der geschwindigkeitsabhängige Wert von P 1a. Der Ausgang von IC 5 wird für $U_{P1} < U_{C3}$ an die positive Aussteuergrenze getrieben, für $U_{P1} > U_{C3}$ an die negative Aussteuergrenze. Diese beiden Spannungen sind symmetrisch zum Nullpunkt des Impulslängenmodulators (IC 1, Pin 1). Dies bedeutet, daß vor allem für den zweiten Fall ($U_{P1} > U_{C3}$, Abbremsen) nur der lineare Teil der U(t)-Kennlinie des RC-Gliedes ausgenutzt wird. So wird vermieden, daß beim Anhalten der Zeitbereich geringer Geschwindigkeiten zu lang wird und die Motoren nicht „nachdieseln". Obwohl nur langsame Operationsverstärker eingesetzt sind, kann bei einem wilden Aufbau dieser Version unter Umständen eine Schwingneigung beobachtet werden. Dann hilft ein Kondensator von einigen µF parallel zum Spannungsteiler mit P 1.

Das bistabile Wechselstromrelais gestattet es, durch Tastendruck bei vorgewählter Geschwindigkeit zu fahren. Mit Schaltgleisen, die die entsprechenden Kontakte des Relais auf Masse legen, kann so automatisch angehalten und gefahren werden.

Bei der zweiten Version gemäß Bild 1 und Bild 3 ist die Erzeugung der Steuerspannung einfacher. Die erste Ebene des Stufenschalters entspricht dem Spannungsteiler mit P 1 in Bild 2. Mit der zweiten Ebene wird die Zeitkonstante umgeschaltet. Die Dioden D 2 und D 2a sowie D 3 und D 3a entsprechen einander. Werden die Festwiderstände durch Trimmer ersetzt, können auch hier unterschiedliche Brems- und Anfahrverzögerungen eingestellt werden. Wird bei einer bestimmten Geschwindigkeit um eine Beschleunigungsstufe zurückgeschaltet, kann sich C 3a nur noch über die Eingangswiderstände von IC 2 und IC 3 entladen, so daß die Geschwindigkeit praktisch konstant bleibt. In einer Stellung des Stufenschalters kann C 3a direkt entladen werden: Notbremse.

Beide Versionen bewähren sich gleich gut zur Steuerung von Gleich- und Wechselstromfahrzeugen. In den Fahrzeugen sind keine Änderungen notwendig. Der Ausgangsstrom von maximal 1 Ampere dürfte für die meisten Betriebsfälle ausreichen.

Polaritäts-Anzeige bei LCD-Displays

Eine Vielzahl von $3^1/_2$stelligen Digitalvoltmetern, Temperatur- u. a. Anzeigen arbeitet mit dem A/D-Wandler und Segmenttreiber ICL 7106 (*Bild 1*) sowie dem LCD-Display der Serie 7543/7553 (*Bild 2*). Während das Display eine echte ±-Anzeige ermöglicht, ist diese Ansteuerung durch das 7106 nicht vorgesehen; es wird lediglich ein „Minus-Vorzeichen" generiert.

Bei der Ansteuerung eines Flüssigkristallsegments ist zu beachten, daß eine Gleichspannung zwischen Segment und gemeinsamer Bezugselektrode (Backplane) das Segment zwar generiert, jedoch in einigen Minuten zerstört. Um die Zerstörung zu vermeiden, wird die Ansteuerung durch eine in der Polarität wechselnde Rechteckspannung vorgenommen, deren Gleichspannungsanteil unter 50 mV liegen muß.

Zur Generierung der Anzeige wird diese Rechteckspannung gegenüber der gemeinsamen Bezugselektrode „Backplane" dem entsprechenden Segment zugeschaltet, das Segment verlöscht, wenn sein Anschluß „frei" hängt oder in Phase mit „Backplane" liegt.

±-Anzeige des 7543/7553

Das Minuszeichen wird durch das Segment y(–), das Pluszeichen durch

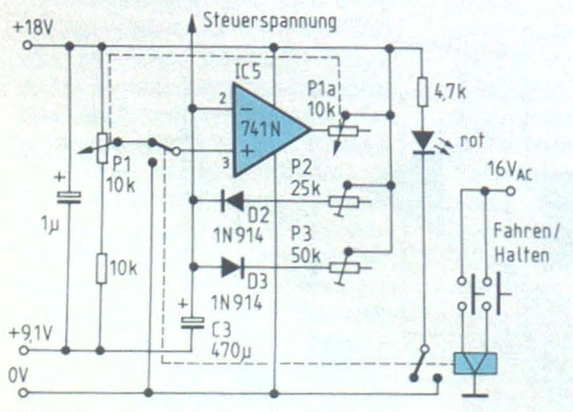


Bild 2. Steuerspannungseinstellung mit Potentiometer

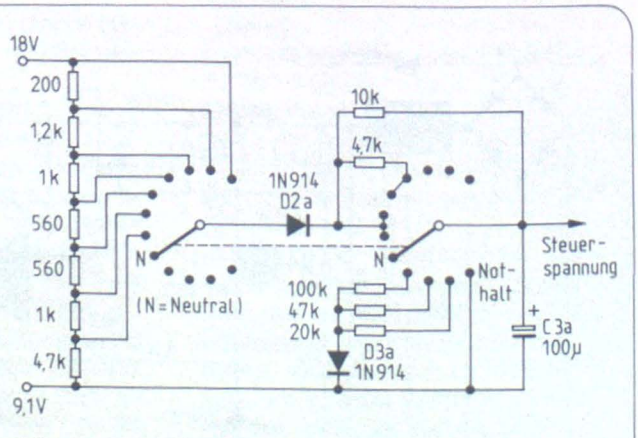


Bild 3. Steuerspannungseinstellung mit Stufenschalter

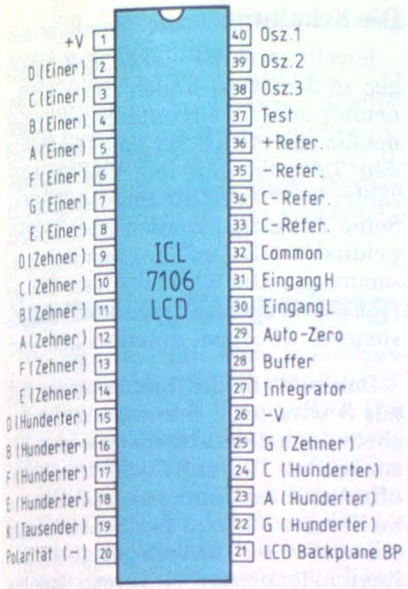


Bild 1. Pinbelegung des A/D-Wandlers 7106 von Intersil

die Segmente x+y (+) dargestellt. Zur ±-Anzeige wird das y-Segment dauernd, das x-Segment je nach Polaritität angesteuert. Die Überlegungen zu einer „echten ±-Ansteuerung" gehen von dem Gedanken aus, daß die von ICL 7106 generierte „Minusinformation" lediglich invertiert werden muß.

Da bei einem Großteil der Anzeigen ohnehin ein „Dezimalpunkt" mittels des separaten Exklusiv-Oder-Gatters CD 4030 erzeugt wird, ist der zusätzliche Bauteileaufwand gering (*Bild 3*). Meistens sind von den vier Gattern nur drei für die Dezimalpunkte belegt, so daß das freie Gatter mitverwendet werden kann.

Der CD 4030 wiederholt die Eingangsinformation des einen Eingangs, wenn der andere „L" ist, er invertiert die Eingangsinformation, wenn der andere „H" ist.

Über die Taste T (Öffner) kann die jeweilige Anzeige „abgeschaltet" wer-

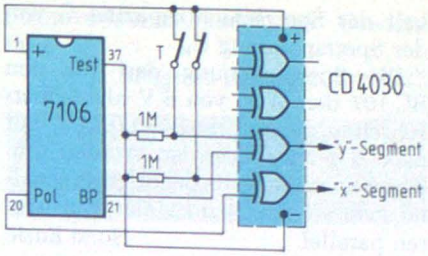


Bild 3. Segmentansteuerung über Ex-OR-Gatter

den, z. B. bei Widerstandsmessung. Ist eine Abschaltung nicht erforderlich, so ist die Segmentansteuerung auch über einen MOS-FET möglich (*Bild 4*).

Neben der in der Intersil-Applikation genannten Lösung (Bild 4*A*) besteht die Möglichkeit, einen Einfach-n-Kanal-FET (Lösung Bild 4*B*) zu verwenden.

Folgende Ansteuerkombinationen können sinnvoll sein:

+/– Anzeige für Gleichstrom/-spannung/Temperatur
: Anzeige für Wechselstrom/-spannung
keine Anzeige für Widerstände.

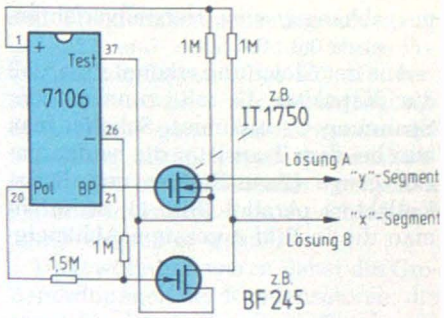


Bild 4. Möglichkeiten zur Segmentansteuerung: A) mit N-Kanal-MOS-FET; B) mit N-Kanal-FET (hierbei ist ein zusätzlicher Spannungsteiler am Gate erforderlich)

Hierzu wird das x-Segment über den MOS-FET, das y-Segment über das (bei 3stelliger Dezimalpunktanzeige freie vierte) Gatter des IC CD 4030 generiert. Für Wechselspannung und -strom sowie Widerstandsmessung wird das y-Segment gelöscht. Wechselspannung wird in eine positive Meßspannung überführt, es erscheint „:". Widerstände werden in eine negative Meßspannung überführt, es erscheint „kein" Vorzeichen.

Ing. (grad.) Norbert Brodtmann

Der zweckentfremdete Transistor BC 107

Oft benötigt der Hobby-Elektroniker in seiner Schaltung Kapazitätsdioden. Falls man gerade keine zur Hand hat, kann man sich auch mit einem Transistor BC 107 behelfen.

Bekanntlich hat jeder in Sperrichtung betriebene pn-Übergang eine Kapazität, die man nach folgender Formel berechnen kann:

$$C = \frac{C_O}{(1 + \frac{U_R}{U_D})^n}$$

Darin sind:

U_R: in Sperrichtung anliegende Spannung,

C_O: Sperrschichtkapazität ohne äußere Vorspannung,

U_D: Diodenspannung (bei Si etwa 0,7 V),

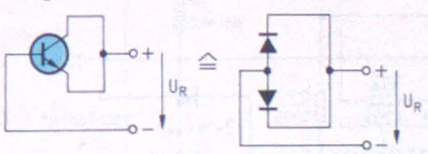


Bild 1. Die beiden parallel geschalteten pn-Übergänge des Transistors und das Ersatzschaltbild

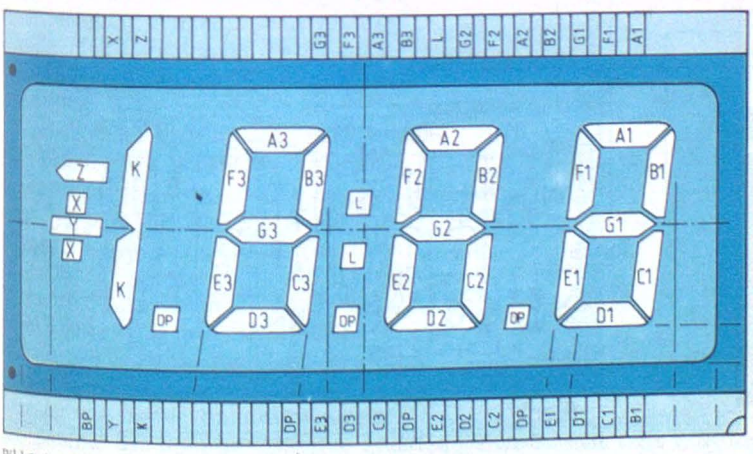


Bild 2. LCD-Display der Serie 7543/7553 von LXD

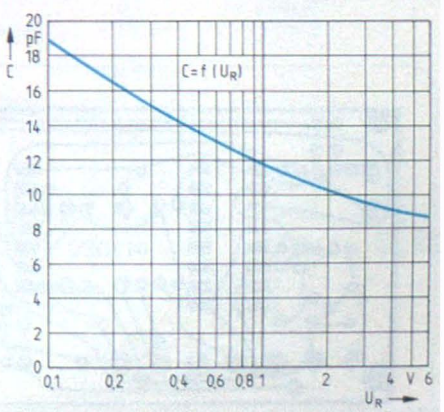


Bild 2. Die Kapazität als Funktion der Sperrspannung

n: abhängig vom Herstellverfahren, etwa 0,3...0,5.

Aus der Gleichung erkennt man, daß die Kapazität C mit zunehmender Spannung U_R abnimmt. Schaltet man nun bei dem Transistor die beiden pn-Übergänge (Basis-Emitter und Basis-Kollektor) parallel (*Bild 1*), so erhält man die in *Bild 2* gezeigte Abhängigkeit der Sperrschichtkapazität C von der Sperrspannung U_R.

Die Sperrspannung darf für den BC 107 den Wert von 6 V nicht überschreiten, da der Grenzwert für U_{EB} mit max. 6 V angegeben ist. Werden größere Kapazitätswerte benötigt, so schaltet man entsprechend viele Transistoren parallel.

Horst Ehrle

Automatischer Mikrofonübergabeton

Ein definierter Ton am Ende einer Sendung erleichtert den Funkverkehr, speziell bei ungünstigen Bedingungen. Ist das Ende der Sendung noch dazu mit einem „K" (bitte kommen!) gekennzeichnet, so ist die Sache auch noch funkgerecht.

Angeregt durch eine Schaltung in der FUNKSCHAU, Heft 21/1974, von DK9RL in TTL-Technik, wurde die Schaltung modernisiert und mit CMOS-ICs ausgerüstet. Dadurch konnte auch eine Vereinfachung in Aufbau und Schaltung erzielt werden.

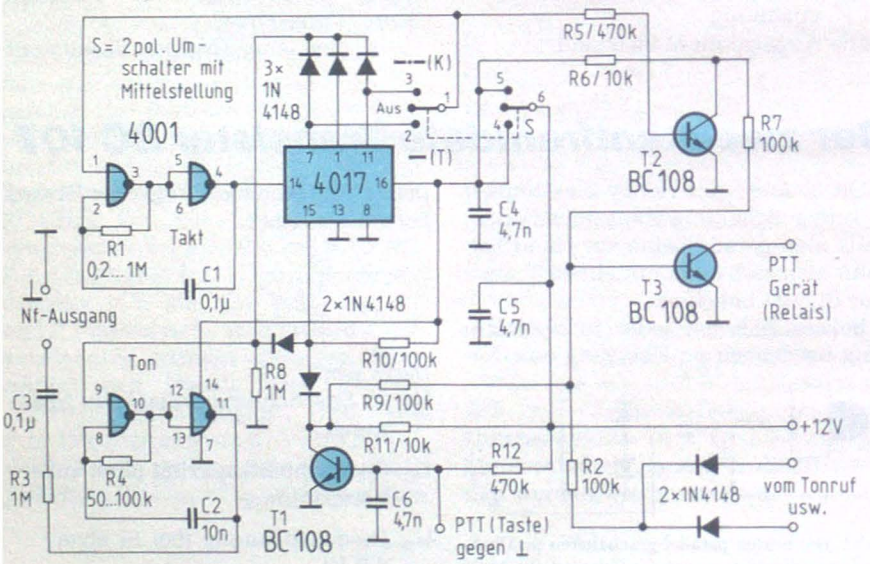


Bild 1. Schaltung für den Roger-Pieps

Die Schaltung

Jeweils zwei der vier NOR-Schaltungen in dem 4001 bilden einen Taktgenerator mit 5...15 Hz und einen Tongenerator mit etwa 800...3000 Hz. Der auf den Taktgenerator folgende Dezimalzähler 4017 zählt die Impulse (*Bild 1*). Seine Ausgänge werden über Entkoppeldioden mit dem Tongenerator so zusammengeschaltet, daß dieser bei der Pause im Morsezeichen durch das anstehende H-Signal unterbrochen wird.

Durch Wahl des Stopimpulses mittels S wird nach Beendigung des Zeichens auch der Taktgenerator gestoppt, sowie über T2 der PTT-Schalter T3 geöffnet und der Sender abgeschaltet. An Stelle von T3 muß bei Schaltströmen von mehr als 30 mA ein geeigneter Darlington-Transistor eingesetzt werden, z. B. BC 517, 522 usw.

Wird die PTT-Taste gedrückt, so geht der Kollektor von T1 auf H, schaltet T3 durch und setzt den Sender in Funktion. Durch das H-Signal wird gleichzeitig der Dezimalzähler auf 0 zurückgesetzt (Pin 15), so daß er einen definierten Zählerstand aufweist, und der Taktgenerator wird gestoppt. Die beiden Dioden in der Leitung dienen zur Entkopplung, wenn der Roger-Pieps ausgeschaltet ist und nur die Sende-/Empfangsumschaltung in Betrieb ist. Über den Eingang Tonruf kann der Sender ohne die PTT-Taste eingeschaltet werden. Durch Wertänderung von R1 kann die Taktfrequenz, von R4 die Tonfrequenz und von R3 der Modulationsgrad geändert werden. Man setzt versuchsweise einstellbare Widerstände ein und ersetzt sie nach entsprechender Probe durch Festwerte.

Für Sender, die nicht durch Schalten der PTT-Taste nach Masse eingeschaltet werden, empfiehlt es sich, mit T3 ein

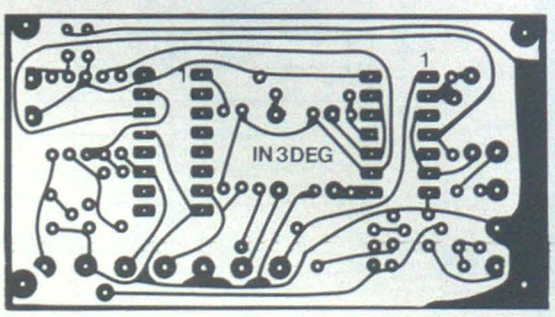


Bild 2. Platinenlayout

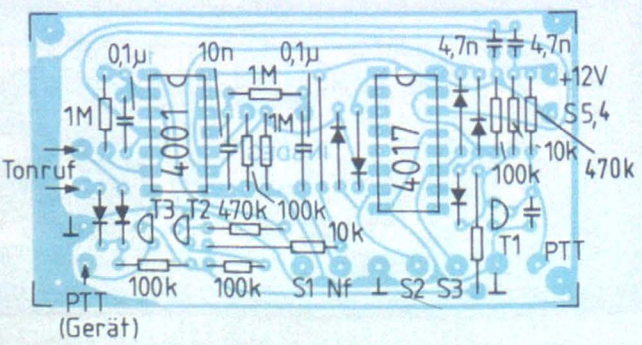


Bild 3. Bestückungsplan

kleines Relais anzusteuern, das den Sender in Betrieb nimmt.

Der Aufbau ist völlig unkritisch. Er kann auf der vorgeschlagenen Platine in *Bild 2* und dem zugehörigen Bestückungsplan (*Bild 3*) erfolgen. Die Schaltung kann auch bei portablen Geräten eingesetzt werden, da der zusätzliche Stromverbrauch kaum ins Gewicht fällt.

Siegfried Degasper, IN3DEG

Stichworte zum Inhalt

Roger-Pieps,
Sende-Empfangsumschaltung

Spannungsregelung mit „Brutal-Elektronik"

Wie regle ich mit dem Präzisions-Spannungsregler µA 723 eine Gleichspannung von 250 V für eine Last von 250 mA? Die etwas unkonventionelle Lösung entnahmen wir einem Applikationsbericht von Texas-Instruments. Der Entwickler der Schaltung ist der Schweizer Hobbyelektroniker Peter Suter, dem die Schwingneigung dieses Spannungsreglers in der üblichen Schaltung sehr zu schaffen machte.

Messungen der Wechselspannungsanteile an den verschiedenen Ausgängen des ICs bzw. an der geregelten Ausgangsspannung, bezogen auf das echte Masse-Potential, zeigten ein Schwingen sowohl der Eingangsspannung (die eigentlich mit einem 10-nF-Bypaß-Kondensator genügend gegen Hf-Einflüsse abgeblockt sein müßte), als auch der geregelten Ausgangsspannung. Daraus ergab sich folgende wahrscheinliche Erklärung der Schwierigkeiten beim Zu- oder Abschalten einer Last: Die unvermeidlichen Spannungsspitzen addieren sich zu der positiven Amplitude der Eigenschwingung der Schaltung. Sie drücken die geregelte Ausgangsspannung auf höhere Werte.

Da U_{out} zugleich das floatende Ground-Potential des Reglers und der Z-Dioden ist, wird die Zenerspannung „von unten her nach oben zusammengeschoben" und unterschreitet bald einmal die für das IC minimale Eingangsspannung von 9,5 V. Im Grenzfall fällt V_{ref} auf 6,8 V zusammen; das ergibt - durch R 3 und R 4 halbiert – 3,4 V am invertierenden Eingang. Am nichtinvertierenden Eingang steht aber auf jedem Fall eine höhere Spannung von mindestens 3,9 V.

Somit steuert das IC über V_z den Treibertransistor 2 N 3439 voll aus, um die gesunkene Spannung wieder zu erhöhen. Letzterer öffnet damit den Leistungstransistor 2 N 4240 für praktisch die volle Eingangsspannung. Damit aber wird U_{out} erst recht gehalten, wenn nicht sogar erhöht und die Situation für den µA 723 verschlechtert; er blockiert sich also selbst, sobald auch nur ein einziger zu hoher Spannungsimpuls (als Summe der Spannungsspitze und Eigenschwingung) auftritt. Das alles, weil der floatende Regler an der Eingangsspannung hängt und die Ausgangsspannung durch „Hinunterdrükken" regelt, statt sie von einem festen Massepotential nach oben zu regeln.

Die Schwingungen der Eingangs- und Ausgangsspannung waren nicht ausgesprochen hochfrequent; es war aber auch nicht die 100-Hz-Brummspannung, wohl eher eine Oberschwingung davon. Um diese zu eliminieren, mußte mangels Berechnungsgrundlagen der Weg der „Brutal-Elektronik" beschritten werden, der zwar nicht sehr elegant, aber in den meisten Fällen doch erfolgreich ist, so auch hier.

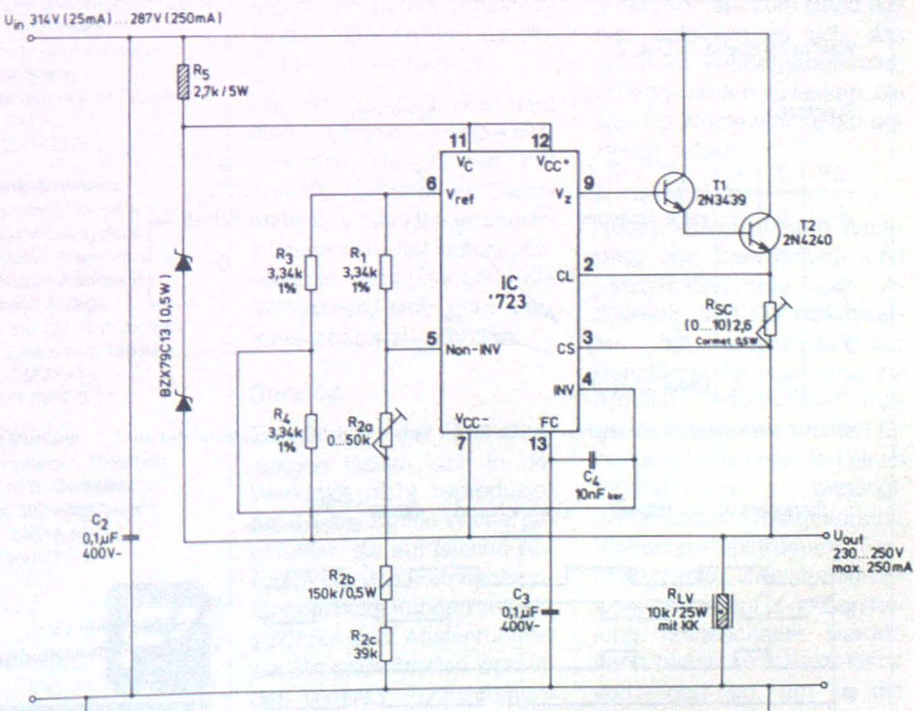
Vorerst wurde die Kapazität des Hf-Bypaß-Kondensators schrittweise auf 100 nF erhöht, was aber noch nicht genügte. Auch gegenüber dem echten Masse-Potential mußte der Regler kompensiert werden. Dazu wurde ein 10-nF-Keramikkondensator nach dem anderen (weil keine größeren, hochspannungsfesten, induktionsarmen zu Verfügung standen) parallel zwischen den Frequenzkompensations-Ausgang des 723 und dem echten Masse-Potential „gepflastert". Bei 100 nF „verstummte" die Eigenschwingung. Schließlich ganz stabil wurde die Schaltung, als auch noch der sonst übliche 470-pF-Kondensator zwischen FC und invertierendem Anschluß auf 10 nF vergrößert wurde.

Ungewöhnlich waren dabei die Größenordnungen der Kondensatoren, die sonst für diesen Zweck im Picofarad-, evtl. im unteren Nanofarad-Bereich bleiben. Recht schwierig war es schließlich auch, Kondensatoren genügend großer Kapazität und Spannungsfestigkeit zu finden, die zudem noch induktionsarm sein mußten. Die metallisierten Folienkondensatoren Mepolesco-Serie-341 von Philips genügen all diesen Anforderungen.

Jedenfalls kann man nun Lasten auch von über 250 mA – sogar mit absichtlich prellenden Schaltern – beliebig zu- und abschalten, der Regler „steht", und das ist die Hauptsache. Das neue Schema zeigt das *Bild*. Bei den Erklärungen wurde absichtlich ins Detail gegangen, weil sich sicher viele beim Nachbau der üblichen Schaltung wunderten, wo eigentlich „der Wurm steckt".

Stichworte zum Inhalt

Präzisions-Spannungsregler µA 723, Schwingneigung, Brummspannung



Spannungsregelung mit dem µA 723 auf 250 V für eine Last von 250 mA. Ein geeignetes Netzteil besteht aus: Schutztrafo 220 V/220 V, 100 VA; Brückengleichrichter mit 400 V Spannungsfestigkeit, zwei Ladekondensatoren 220 µF/350 V, Welligkeit bei 25 mA: 0,5 V_{ss}; bei 250 mA: 3 V_{ss}

Schaltungskniff

Einfacher Drehrichtungs-Diskriminator für inkrementale Winkelcodierer

Vielfach werden in der Elektronik inkrementale Winkelcodierer zur Winkelmessung, Drehzahlregelung und zur drehrichtungsabhängigen Impulserzeugung verwendet. Ein häufig verwendetes Prinzip ist die Abtastung zweier um 90° phasenverschobener Abtastspuren auf einer Codescheibe. Die Abtastung kann in Abhängigkeit von der Codescheibe auf optischem Wege (Lichtschranke), magnetisch (Hallgeneratoren) oder mechanisch (Kontaktbürsten) erfolgen. Die Abtastergebnisse sind in allen Fällen zwei um 90° versetzte Rechteckwechselspannungen (A und B).

Die in *Bild 1* dargestellte Logik gestattet nun, auf einfache Weise in Abhängigkeit von der Drehrichtung Zählimpulse zu erzeugen, welche bei der Drehrichtung der Codescheibe im Uhrzeigersinn Impulse an dem Ausgang „V" liefert, während der Ausgang „R" statisch „low" bleibt. Dieses Verhalten wird durch die kreuzweise Verknüpfung der „Reset-Eingänge" der beiden JK-Flipflops CD4027 (FF1, FF2) entsprechend der Schaltung in Bild 1 erreicht. Die beiden Flipflops übernehmen mit der ansteigenden Taktflanke die Information entsprechend der Wahrheitstabelle in *Bild 2*. Die ansteigende Taktflanke für das FF1 entsteht zu dem Zeitpunkt, an dem das Signal am Takteingang des FF2 auf „low" ist. Dieses Low-Signal steht zeitgleich am „Reset-Eingang" von FF1 und bewirkt den Synchronbetrieb. Die Information an den JK-Eingängen von FF1 erscheint am Ausgang „V".

Wird die Drehrichtung umgekehrt, so werden aus den ansteigenden Impulsflanken des abgetasteten Signales im Gegensatz zur vorherigen Drehrichtung abfallende Impulsflanken und umgekehrt. In diesem Fall erscheinen nur am Ausgang „R" Impulse.

Das Impulsdiagramm (*Bild 3*) zeigt die Zusammenhänge zwischen den beiden Abtastspuren und den Ausgangssignalen „V" und „R" durch die Verknüpfung der Takteingänge mit den „Reset-Eingängen" deutlich.

Der gute Wirkungsgrad der optoelektronischen Abtastvorrichtung mit der Infrarotsendediode LD 261 und dem Fototransistor BPX81 gestattet einen besonders einfachen und unkritischen Aufbau. Über die Anwendung als Richtungsdiskriminator hinaus kann der logische Teil der Schaltung für sich als Phasenvergleicher zweier gleicher Rechteckwechselspannungen Verwendung finden. Je nach Phasenlage der beiden Eingangssignale A und B zueinander entsteht an einem der FF-Ausgänge ein pulsbreitenmoduliertes Signal. Die Pulsbreite steht in einem proportionalen Zusammenhang mit der Phasenverschiebung.

Reinhardt Täuber

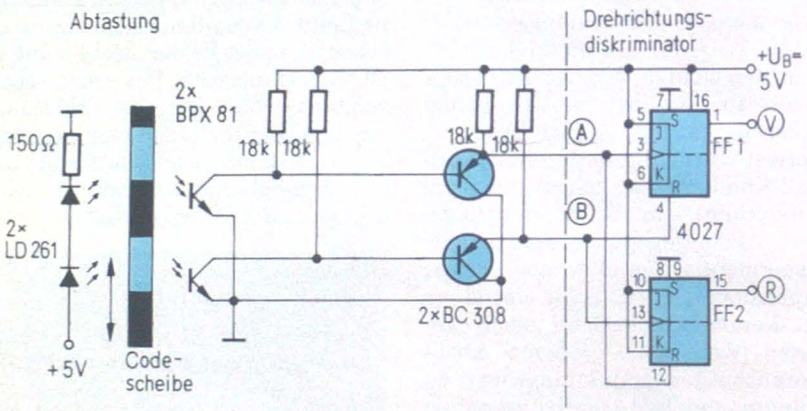


Bild 1. Inkrementalgeber mit optischer Abtastung

Wahrheitstabelle CD 4027

Synchron

CP	J	K	Q^{n+1}	$\overline{Q}^{n+1}$
↓	0	0	keine Änderung	
↓	0	1	0	1
↓	1	0	1	0
↓	1	1	$\overline{Q}^n$	Q^n
↑	X	X	keine Änderung	

Asynchron

R	S	Q	$\overline{Q}$
0	0	Synchron Betrieb	
0	1	1	0
1	0	0	1
1	1	1	1

Bild 2. Darstellung der möglichen und in Bild 1 verwendeten Logikzustände des 4027

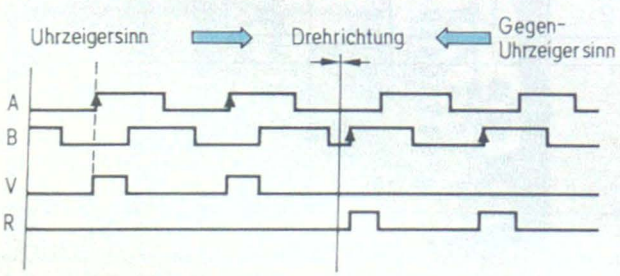


Bild 3. Impulsdiagramm für zwei Drehrichtungen

Lothar Schmiegel

Nf-Multiburstgenerator

Eine der häufigsten und wichtigsten Messungen in der Nf-Technik ist die Aufnahme von Frequenzgangkurven – leider jedoch auch eine der mühsamsten und zeitraubendsten. Diesem Problem soll der Nf-Multiburstgenerator abhelfen. Einziges zusätzliches Meßgerät ist ein Oszilloskop. Diese Bauanleitung errang den zweiten Platz beim FUNKSCHAU-Preis 1979.

Multiburstsignale (zeitlich gestaffelte Sinusfrequenzpakete mit unterschiedlicher Frequenz in periodischer Wiederholung) als Meßsignale sind in der TV-Meßtechnik seit langem gebräuchlich. Sie erlauben – auf dem Oszilloskop dargestellt – eine sofortige Beurteilung des Übertragungsfrequenzganges im interessierenden Bereich (siehe auch FUNKSCHAU 1973, Heft 9).

Multiburstsignale sind prinzipiell dem Wobbelsignal ähnlich. Der wesentliche Unterschied besteht in der stufigen gegenüber der kontinuierlichen Frequenzänderung mit dem bestechenden Vorteil, daß ohne Eichmarken eine qualitative Aussage möglich ist.

Speziell im Niederfrequenzbereich muß zwangsläufig (wenn kein Speicheroszilloskop zur Verfügung steht) die Wobbelfrequenz so nahe an den Bereich der Meßfrequenzen gelegt werden, daß der naheliegende Einsatz von Resonanzkreisen als Eichmarkengeber sehr unbefriedigend ist. Aus diesen Überlegungen heraus entstand der Nf-Multiburstgenerator mit neun im Oktavabstand liegenden Frequenzpaketen (60 Hz, 125 Hz, 250 Hz, 500 Hz, 1 kHz, 2 kHz, 4 kHz, 8 kHz und 16 kHz), die den Nf-Bereich ausreichend repräsentieren (bei Bedarf sind Variationen der Einzelfrequenzen ohne weiteres möglich).

Der Nf-Generator (*Bild 1*) wurde mit dem Funktionsgenerator 8038 aufgebaut (siehe auch FUNKSCHAU 1974, Heft 17 und 18, sowie 1976, Heft 17). Die Programmierung der Burstfrequenzen geschieht über 10 diodenentkoppelte Trimmpotentiometer, die von dem Dezimalzähler 4017 einzeln angesteuert werden. Da die Frequenzen in der gewählten Schaltung spannungsabhängig sind, dient ein Spannungsregler-IC 7812 zur Stabilisierung.

Der Taktgenerator zur Steuerung des Dezimalzählers ist mit drei Gattern des ICs 4011 aufgebaut. Die Taktzeit ist mit einem 250-kΩ-Potentiometer (P 14) einstellbar, um eine optimale Darstellung auf dem Oszilloskop zu ermöglichen. Es hat sich hierbei eine Einstellung bewährt, die jede Einzelfrequenz für 10 ms auf dem Leuchtschirm darstellt. Die Gesamtdurchlaufzeit beträgt dann 100 ms, was einerseits schnell genug ist, um auf dem Oszilloskop noch gut beobachtet werden zu können, andererseits langsam genug, um auch die niedrigste Burstfrequenz (60 Hz) mit einem kleinen Trick in einer ganzen Periode pro Durchlauf darstellen zu können (*Bild 2*). Die programmierten Burstfrequenzen können bei Bedarf über einen Umschalter einzeln angewählt und als Dauerton abgegeben werden.

Funktion

Der Funktionsgenerator 8038 arbeitet in der üblichen Standardschaltung. Zur Kompensation der den Potentiometern P 1...P 10 vorgeschalteten Entkopplungsdioden und um die benötigte große Frequenzvariation zu erlauben, sind der Betriebsspannungszuführung des IC 8038 zwei Siliziumdioden vorgeschaltet.

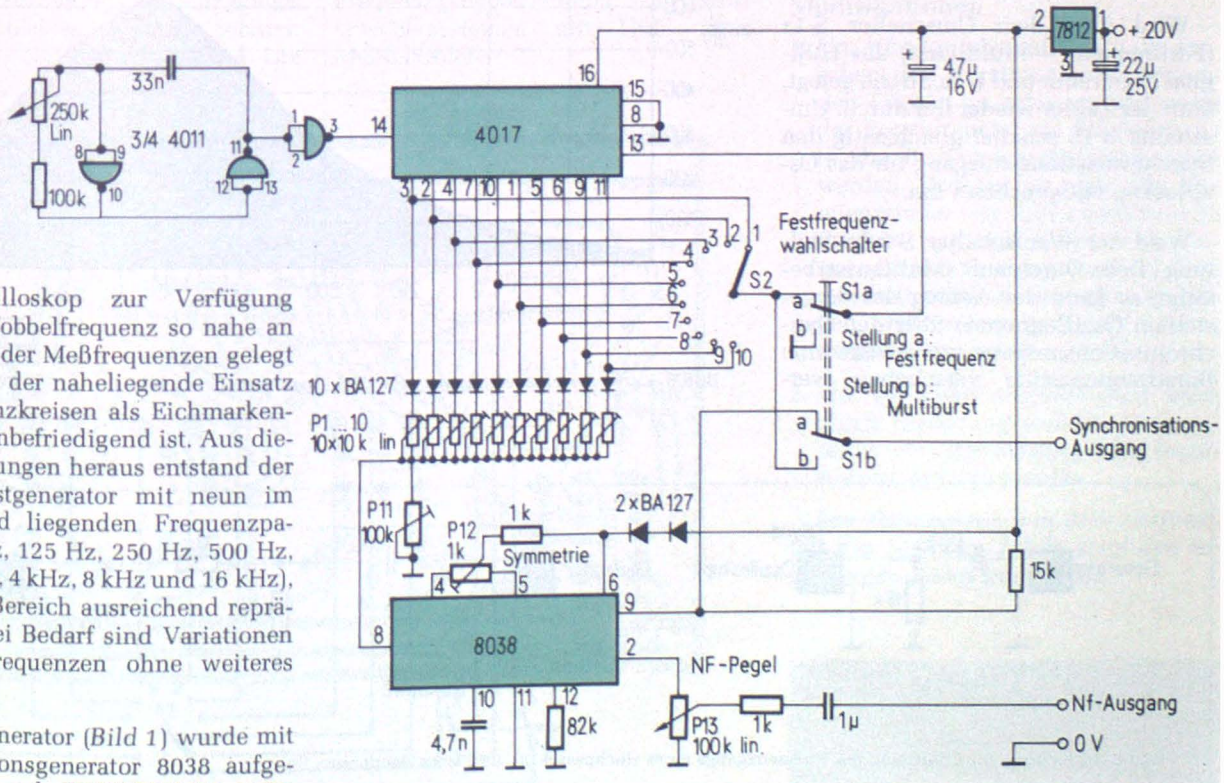


Bild 1. Gesamtschaltung des Nf-Multiburstgenerators

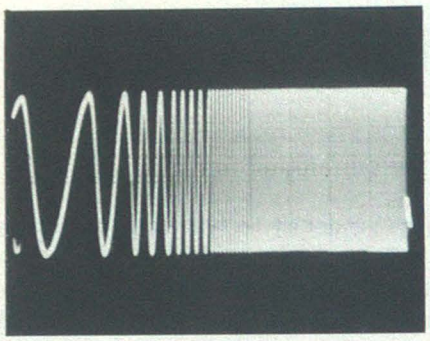


Bild 2. Ausgangssignal des Nf-Multiburstgenerators (X: 10 ms/Rasterteil; Y: 0,5 V/Rasterteil)

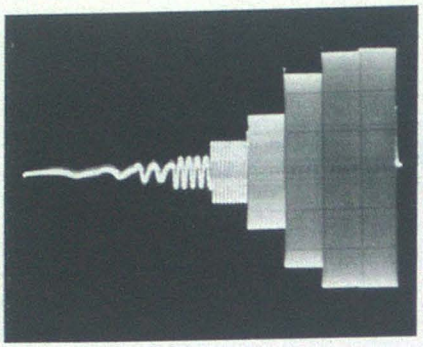


Bild 3. Ausgangssignal eines RC-Hochpasses nach der Meßanordnung von Bild 5a

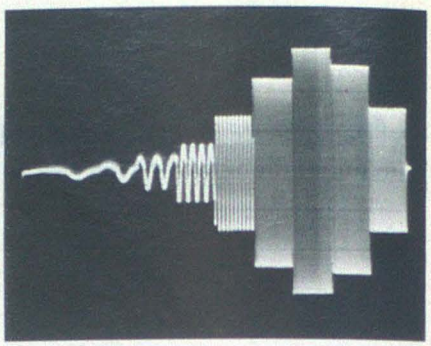


Bild 4. Ausgangssignal eines RC-Bandpasses nach der Meßanordnung von Bild 5b

Für die Anwendung als Multiburstgenerator bestehen keine besonderen Anforderungen an den Klirrgrad der abgegebenen Signalspannung. Daher wurde mit Ausnahme der Symmetrieeinstellung auf Maßnahmen zu seiner Minimierung verzichtet.

Die Aktivierung der Trimmpotentiometer erfolgt seriell über die Dezimalausgänge des Zählers 4017. Dieses IC erlaubt es, über den Takt-Strobe-Eingang an Pin 13 den Zähler zu stoppen. Dieses wurde ausgenutzt, um bei Bedarf über den Wahlschalter S 2 eine der Frequenzen festzuhalten. Das am entsprechenden Zählerausgang vorhandene H-Signal setzt bei Erreichen der angewählten Frequenz den Dezimalzähler über den „Strobe"-Eingang still.

Wird über dem Umschalter S 1a (Festfrequenz – Multiburst) das H-Signal abgetrennt und L an Strobe gelegt, läuft der Zähler wieder frei durch. Umschalter S 1b schaltet gleichzeitig den Synchronisations-Ausgang für das Oszilloskop entsprechend um.

Wird der Wahlschalter S 2 in Stellung „freier Durchlauf" (Multiburst) betätigt, so kann der Anfang des dargestellten Oszillogramms über den Synchronisationsausgang um jeweils eine Burstfrequenzstufe verschoben werden, um gegebenenfalls einzelne Bereiche hervorzuheben bzw. zu spreizen (Bild 2).

Abgleich

1. Vor der Programmierung der Einzelfrequenzen wird der Funktionsgenerator mit P 12 auf optimale Symmetrie der Sinusschwingungen eingestellt.

2. Am Synchronisationsausgang wird ein Frequenzzähler angeschlossen.
   S 1 in Stellung a, S 2 in Stellung 10:
   Der Dezimalausgang 10 ist festgehalten. P 10 wird auf vollen Widerstandswert, P 11 wird auf die Ausgangsfrequenz 16 kHz gestellt.

3. S 1 in Stellung a, S 2 in Stellung 9:
   Der Dezimalausgang 9 ist festgehalten. P 9 wird auf 8 kHz gestellt usw., bis auf diese Weise alle Einzelfrequenzen eingestellt sind.
   P 1 und P 2 werden auf die gleiche Frequenz (60 Hz) gestellt, um diese niedrige Frequenz – wie eingangs erwähnt – genügend lange (20 ms) darzustellen.

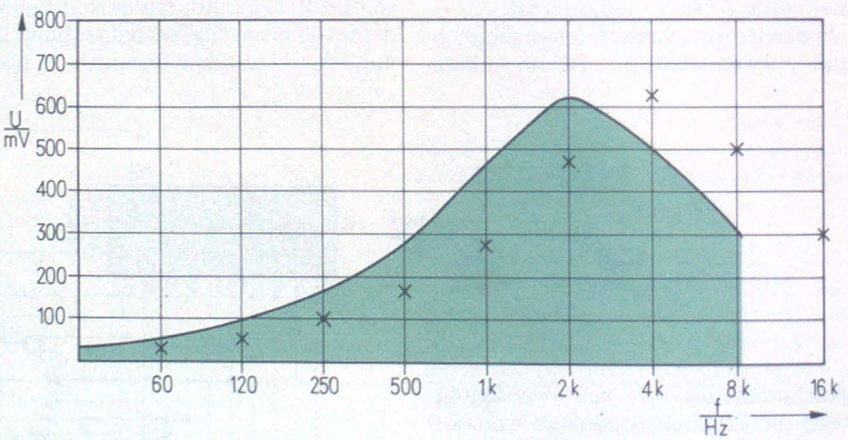


Bild 6. Kurve des Frequenzganges nach dem Oszillogramm aus Bild 4

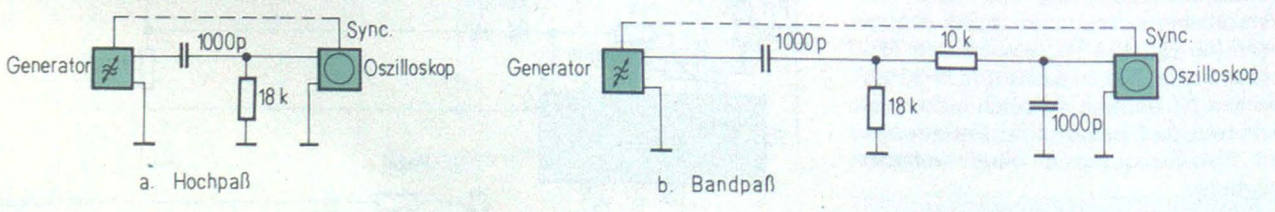


Bild 5. Meßaufbau zur Ermittlung des Frequenzgangs eines Hochpasses (a), und eines Bandpasses (b)

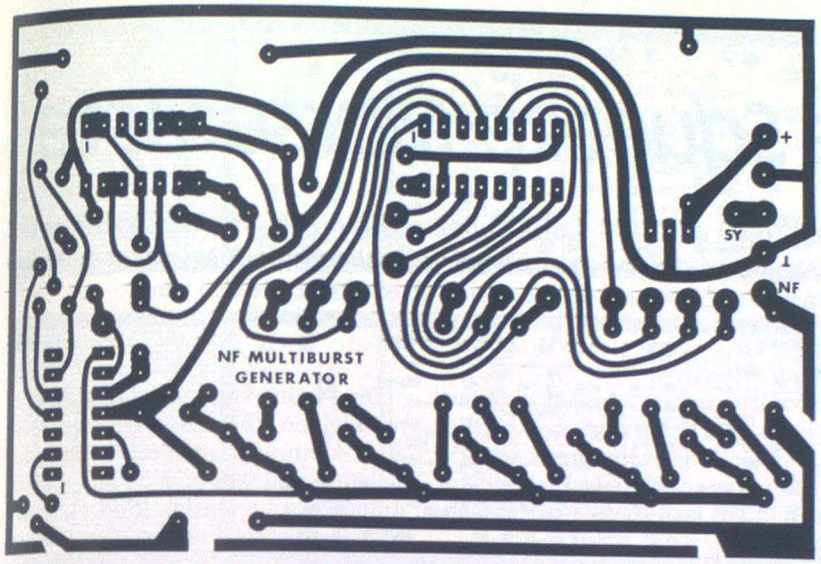


Bild 7. Platinenlayout für den Nf-Multiburstgenerator

4. Gegebenenfalls werden die Symmetrieeinstellung und nachfolgend die Burstfrequenzeinstellung wiederholt; der Abgleichvorgang ist damit beendet.

Anwendung

Frequenzgangmessungen jeder Art sind im Nf-Bereich (Beispiele *Bild 3* und 4) möglich. Die Beispiele zeigen auf, wie einfach die qualitative Beurteilung des Übertragungsfrequenzganges eines Meßobjektes gemacht werden kann. *Bild 5* zeigt den Meßaufbau. Die mühsame und sehr zeitraubende Punkt-für-Punkt-Messung entfällt, ohne deren Genauigkeit in der Meßwertaussage zu verlieren, wie aus *Bild 6* hervorgeht, in dem die Meßwerte von Bild 4 zu einer Frequenzgangkurve zusammengefaßt wurden.

Besonders vorteilhaft ist der Einsatz der Nf-Multiburstsignale bei der Fehlersuche in Bandaufnahmegeräten, Echogeräten usw. Eine weitere Einsatzmöglichkeit ist die überschlägige Frequenzgangbeurteilung von Lautsprechersystemen mit Hilfe eines Meßmikrofons.

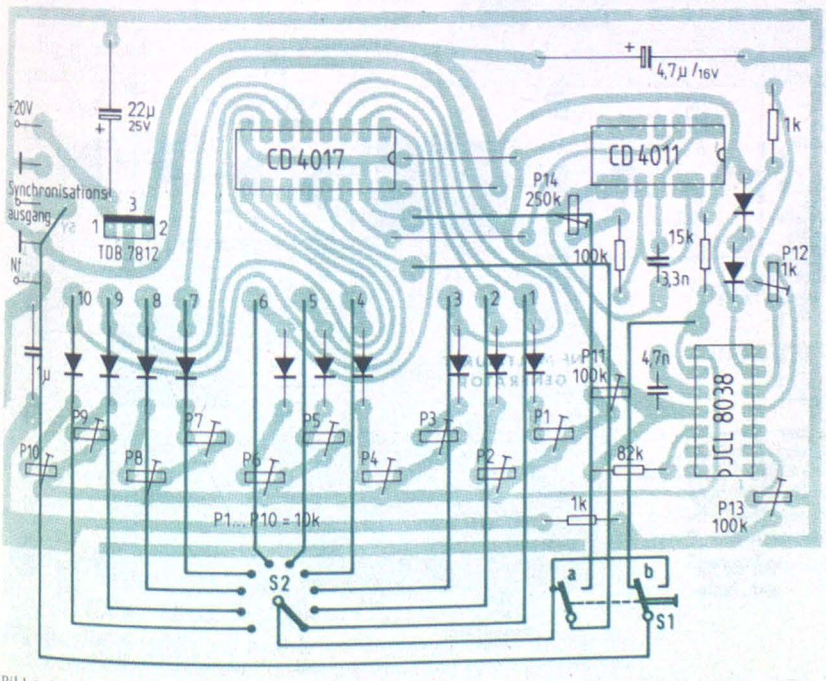


Bild 8. Bestückungsplan

Stückliste:

ICs:
1 ICL 8038 (Intersil)
1 CD 4011
1 CD 4017
1 7812

Dioden:
12 BA 127, BA 170 o. ä.

Widerstände:
2 1 kΩ
1 15 kΩ
1 82 kΩ
1 100 kΩ

Potentiometer:
10 10 kΩ lin. (Trimmer)
1 100 kΩ lin. (Trimmer)
1 1 kΩ lin. (Trimmer)
1 250 kΩ lin.
1 100 kΩ lin.

Kondensatoren:
1 4,7 nF
1 1 µF
1 33 nF
1 4,7 µF/16 V
1 22 µF/25 V

Schalter:
1 10stufig
1 2mal Um

Modifikationen

1. Um erforderlichenfalls auch die zwischen den Burstfrequenzen liegenden Lücken zu erfassen, kann eins der Potentiometer als Einstellregler in die Bedienelemente einbezogen werden. Denkbar ist auch, alle Frequenzsteller von außen bedienbar zu machen und mit kalibrierten Frequenzskalen zu versehen. Es ist dann jederzeit möglich, eine dem jeweiligen Meßproblem angepaßte Burstfrequenz einzustellen.
2. Mit geringem Mehraufwand kann durch Ergänzung weiterer Dezimalzähler eine fast beliebig feine Burststufung erreicht werden.

Das Platinenlayout in *Bild 7* erleichtert den Nachbau. *Bild 8* zeigt den zugehörigen Bestückungsplan.

Stichworte zum Inhalt
Frequenzgangmessung, Funktionsgenerator ICL 8038

Ing. (grad.) Ulf Kumm

Elektronische Squeeze-Morsetaste

Durch Einsatz von CMOS-ICs läßt sich mit geringem Aufwand eine elektronische Morsetaste verwirklichen, bei der wahlweise ein mechanischer Geber oder aber eine Sensorfläche zur Erzeugung der Morsezeichen eingesetzt werden kann.

Funktion einer elektronischen Morsetaste

Mit zwei flachen Hebeln (Paddles) gibt man die Punkte und Striche der Morsezeichen. Eine einfache Schaltung erzeugt beim Drücken des linken Hebels Punkte, beim Drücken des rechten Hebels Striche. Werden beide Paddles gleichzeitig betätigt (to squeeze = zusammendrücken), so gibt die Elektronik Punkte und Striche abwechselnd. Dabei ist das Verhältnis Punktdauer (= Pausendauer) zu Strichdauer 1 : 3. Die Punktdauer läßt sich entsprechend der Morsegeschwindigkeit einstellen.

Die Schaltung

Die Gesamtschaltung zeigt *Bild 1*. An die Squeeze-Elektronik zur Erzeugung der Punkte und Striche kann eine Sensorfläche angeschlossen werden – wie auf der Platine schon vorgesehen – oder auch eine mechanische Squeeze-Taste. Weiter enthält die Schaltung noch einen Tongenerator mit Verstärker zum Anschluß eines kleinen Lautsprechers oder Kopfhörers zum Mithören.

Für die Tastung des Senders wurde ein Schalttransistor mit offenem Kollektor vorgesehen, der bis zu 100 mA schalten kann.

Aufbau

Für die gesamte Schaltung wurde eine gedruckte Schaltung (*Bild 2*) entworfen, auf der sämtliche Bauteile, einschließlich des Potentiometers zur Geschwindigkeitseinstellung, untergebracht sind (Bestückungsplan s. *Bild 3*). Der vordere Teil der Platine trägt eine kammförmige Anordnung von Leiterbahnen und dient als Berührtaste bzw. als Ersatz für die aufwendige Mechanik mit zwei beweglichen Hebeln. Wird der Widerstand zwischen Kontaktfläche und Masse kleiner als R 1 (2,7 MΩ), so schaltet das nachfolgende CMOS-Gatter. Reagiert die Berührungstaste zu empfindlich, müssen R 1 und R 2 verkleinert werden. Dieses Verfahren ist zwar einfach und billig, der erfahrene Kurzwellenamateur wird jedoch einen mechanischen Geber vorziehen, da dieser präziser arbeitet (besondes wichtig bei hohen Geschwindigkeiten) und außerdem nicht vom Hautwiderstand abhängt.

Die gedruckte Schaltung ist beidseitig kaschiert und durchkontaktiert. Der Aufbau ist nicht kritisch, es wurden Widerstände im 10-mm-Raster und Tantal-Tropfenkondensatoren verwendet.

Der Stromverbrauch der gesamten Schaltung beträgt im Ruhezustand unter 0,1 µA, so daß sich ein Ausschalter erübrigt. Im Betrieb nimmt die Schaltung ca. 5...10 mA auf, ohne Mithörgenerator nur 2 mA. Als Stromversorgung eignet sich eine 9-V-Blockbatterie. Die Schaltung arbeitet in einem Betriebsspannungs-Bereich von 4.5...15 V.

Die Platine kann mit Batterie und einer kleinen Hörkapsel (gut eignen sich auch kleine dyn. Mikrofone) in einem Gehäuse von 90 mm x 35 mm x 35 mm untergebracht werden (*Bild 4*). Die Berührflächen schauen an einer Schmalseite heraus. Die Achse des Geschwindigkeits-Einstellers R 5 wird verlängert, damit das Gebe-Tempo von außen einzustellen ist. Für einen mechanischen Geber und die Sendertastung wurde eine 5polige Buchse eingebaut, der Ausgang für den Kopfhörer befindet sich auf der Rückwand.

Der Anschluß T dient zum Betrieb mit einer normalen Handtaste.

Beim Mustergerät wurde an T ein einfacher Taster angeschlossen, der sich an der Vorderseite befindet. Er kann zum Abstimmen des Senders gedrückt werden.

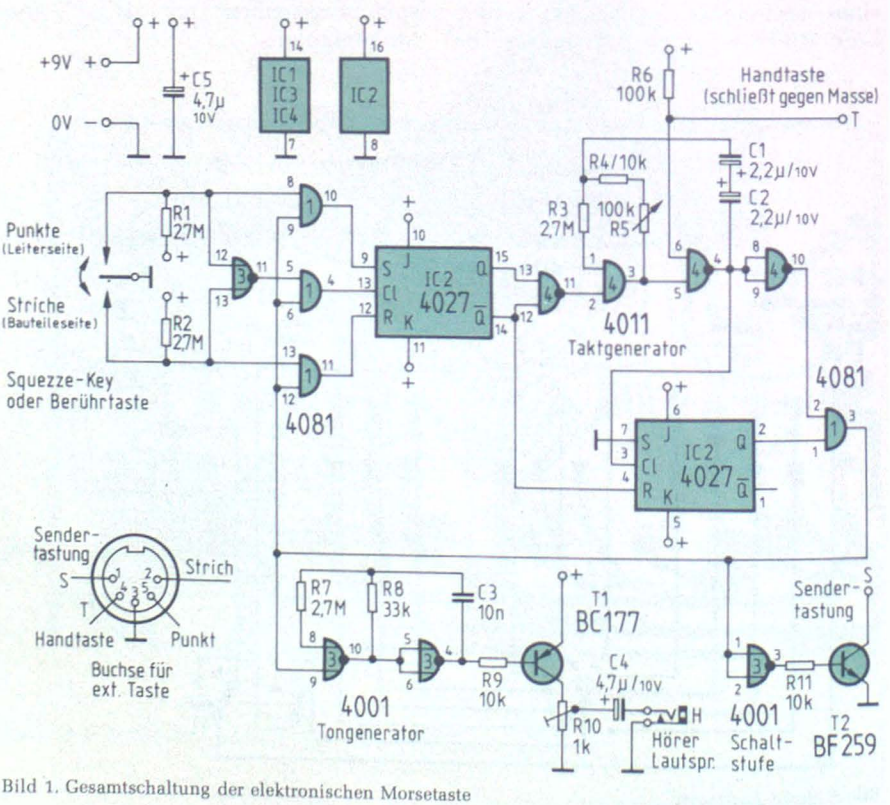


Bild 1. Gesamtschaltung der elektronischen Morsetaste

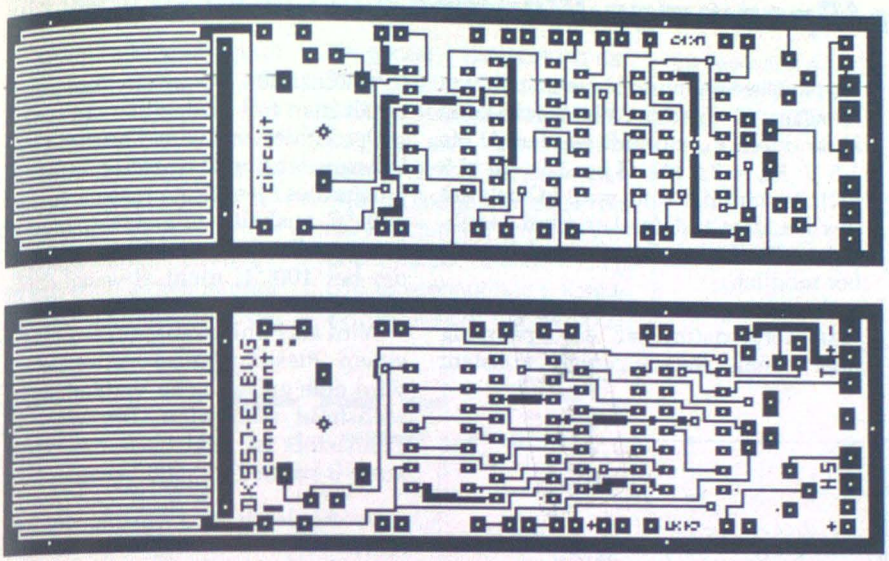


Bild 2. Doppelseitig kaschierte Platine; oben: Lötseite, unten: Bestückungsseite

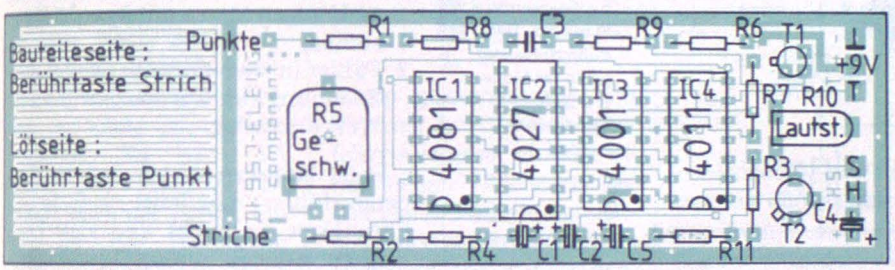


Bild 3. Bestückungsplan

Stückliste

C 1 2,2 µF, Ta-Tropfen
C 2 2,2 µF, Ta-Tropfen
C 3 10 nF, RM 5 mm
C 4 4,7 µF, Ta-Tropfen
C 5 4,7 µF, Ta-Tropfen

T 1 Si-pnp (BC 177)
T 2 Si-npn (BF 259)

R 1 2,7 MΩ
R 2 2,7 MΩ
R 3 2,7 MΩ
R 4 10 kΩ
R 5 100-kΩ-Poti
R 6 100 kΩ
R 7 2,2 MΩ
R 8 33 kΩ
R 9 10 kΩ
R 10 1-kΩ-Trimmer
R 11 10 kΩ

IC 1 4081
IC 2 4027
IC 3 4001
IC 4 4011

9-V-Batterie mit Clip
Miniaturlautsprecher

Hinweise zum Zusammenbau

Die bestückte Platine wird über ein mA-Meter an die 9-V-Betriebsspannung gelegt. Im Ruhezustand darf kein Strom zu messen sein. Wenn im Lautsprecher dauernd Punkte oder Striche zu hören sind, dann prüfe man zuerst, ob die Berührflächen feucht oder verschmutzt sind.

Platinen und Bausätze sind bei J. Frank Elektronik, Wasserburger Landstr. 120, 8000 München 82, Tel. (0 89) 4 30 27 71, zu beziehen.

Stichworte zum Inhalt

Tongenerator, Sendertastung, Paddles, Morsetaste

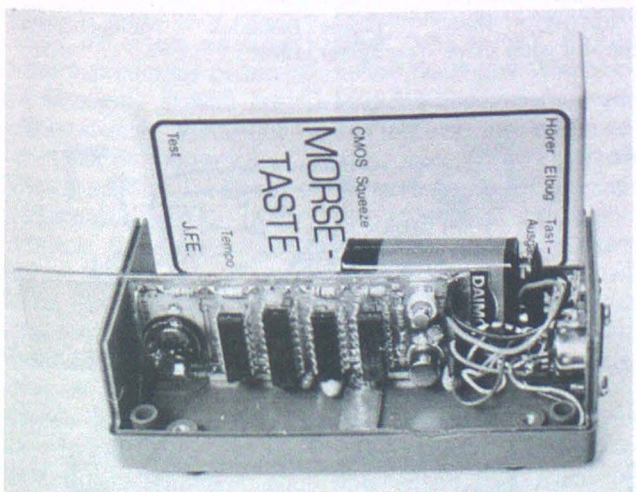
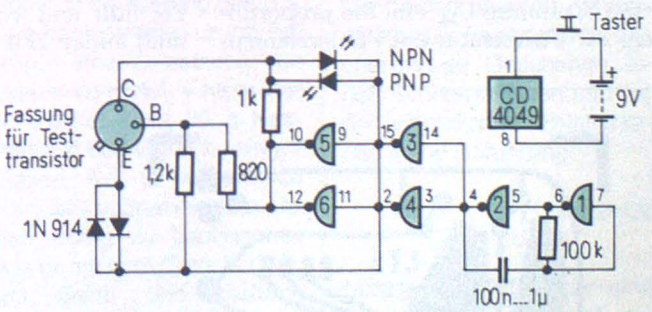


Bild 4. So werden Platine und Batterie im Gehäuse angeordnet. An dem linken Poti kann eine Achse angebracht werden, damit die Geschwindigkeit von außen eingestellt werden kann (Aufnahme: Scholz)

Transistor-Schnelltester

Der im *Bild* gezeigte Tester hat den Vorteil, in einem Testvorgang anzuzeigen, ob ein NPN- oder PNP-Transistor vorliegt. Ist der Transistor defekt, so blinken beide LEDs, oder beide bleiben dunkel. Der aus den Gattern 1 und 2 gebildete Oszillator taktet die PN- und NP-Übergänge des Transistors über die Gatter 3/4 und 5/6. Im Kurzschlußfall fließt über die Basis-Emitter-Strecke ein



▲ Mit dieser Schaltung läßt sich schnell ein Transistor auf Funktionstüchtigkeit überprüfen

Strom von 9 V : 820 Ω = 11 mA. Die parallel geschalteten Gatter 5/6 können diesen Strom schalten. Zur Stromversorgung dient eine 9-V-Blockbatterie, die zum Testen die Schaltung speist. Der Transistor kann auch im eingebauten Zustand getestet werden.

George Gilbert

Linearer Temperatur/Spannungs-Wandler

Für wenig Geld kann man einen Temperatur/Spannungs-Wandler mit einem Linearitätsfehler von weniger als 1% aufbauen. Damit kann fast jedes Vielfachmeßgerät als Thermometer im Bereich von −30 °C bis 130 °C verwendet werden.

Die Schaltung in *Bild 1* nutzt die lineare Temperaturabhängigkeit der Basis-Emitter-Spannung von Siliziumtransistoren (ca. 2,2 mV/K) aus. Der Transistor T liegt in einem Regelkreis, mit dem der Strom durch R_T konstant gehalten wird. Als Referenz dient die Spannung U_{ref}, Stellglied ist der Fühlertransistor T. Mit R_Z wird der Strom durch R_T so eingestellt, daß U_{BC} bei 0 °C zu Null wird.

Wird T erwärmt, so verringert sich U_{BE} mit ca. 2,2 mV/K, U_{EC} bleibt infolge der Regelung konstant. Daher stellt sich eine Spannung U_{BC} ein, die proportional zur Temperatur des Fühlerelementes ist. Die Spannung U_{BC} erscheint am Ausgang U verstärkt; die Verstärkung kann durch R_M gewählt werden (U bis 1,5 V: R_M = 2,5 kΩ, U bis 3 V: R_M = 5 kΩ). Anschluß U kann mit 1 kΩ belastet werden, damit ist der Anschluß der üblichen Vielfachmeßgeräte und Schreiber möglich.

Der integrierte Spannnungsregler 7805 sorgt dafür, daß die Spannung über dem Referenzteiler konstant bleibt. Der Fehler liegt unter 0,5 K für eine Änderung der Versorgungsspannung zwischen 7 V und 10 V bzw. eine Änderung der Umgebungstemperatur um 10 K.

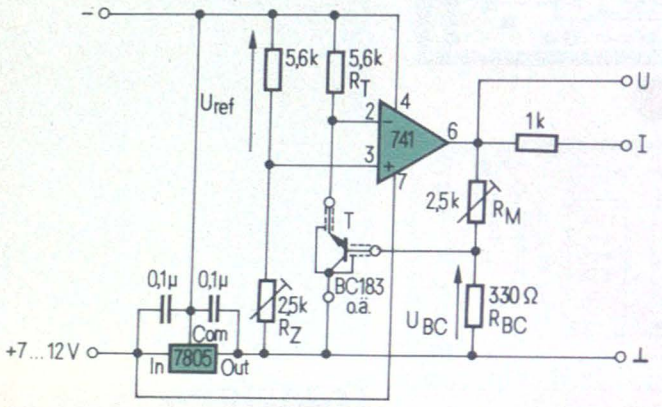


Bild 1. Schaltbild des Temperatur/Spannungs-Wandlers. Der Fühlertransistor sollte bei längeren Leitungen abgeschirmt werden

Die Kalibrierung erfolgt an zwei Punkten: bei 0 °C und bei 100 °C. Den ersten Punkt erhält man, indem man eine Thermosflasche mit zerstoßenem Eis füllt und Wasser hinzugibt. Man muß einige Zeit warten, bis sich etwa 0 °C einstellt. Die zweite Temperatur erhält man mit siedendem Wasser.

Der Fühlertransistor T wird zur Kalibrierung und zum späteren Einsatz in ein dünnes Plastikrohr (probieren, ob es 100 °C aushält!) eingeklebt. Die Klebung muß mit einem Kleber erfolgen, der bei 100 °C nicht erweicht (UHU-Plus o. ä.).

Wird als Fühlertransistor ein Typ mit einem Plastikgehäuse verwendet, so wird eine galvanische Verbindung zur Meßstelle vermieden. Die Wahl des Transistors ist unkritisch, die Verstärkung B sollte 100...200 betragen.

Der Abgleich wird wie folgt durchgeführt:

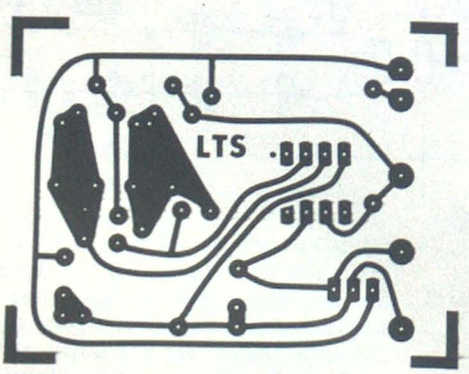
1. Fühler in Eiswasser (0 °C), Spannung an U gegen Masse mit R_Z auf 0 V einstellen.
2. Fühler in siedendes Wasser bringen, Spannung an U auf den gewünschten Wert einstellen.

Es ist darauf zu achten, daß der Temperaturfühler möglichst weit in die Flüssigkeit eintaucht und sich keine Änderung der Spannung U mehr ergibt, wenn der Abgleich mit R_Z bzw. R_M beginnt. R_M sollte vor dem Abgleich auf seinen Maximalwert eingestellt werden. Bei Temperaturen unter 0 °C kehrt sich die Polarität der Spannung U um. *Bild 2* zeigt zum leichteren Aufbau ein Platinenlayout, *Bild 3* den zugehörigen Bestückungsplan

Herbert Nabereit, DC 8 NH

Literatur

[1] *Graeme, J. G.*: Designing with Operational Amplifiers. Mc Graw-Hill.
[2] Linear Databook – National-Semiconductor, 1978.



◄ Bild 2. Platinenlayout

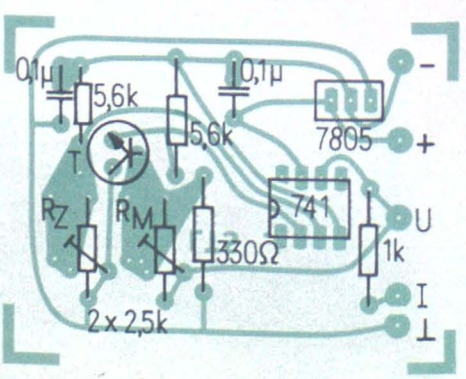


Bild 3. ► Bestückungsplan

Telefon-Modem

In der Bundesrepublik Deutschland darf das hier beschriebene akustisch gekoppelte Modem nur innerhalb von Nebenstellen-Anlagen betrieben werden. Es ermöglicht das Übertragen von Daten und Programmen mit Geschwindigkeiten bis zu 300 bit/s und entspricht der CCITT-Norm V-21.

Prinzip des Modems

„Modem" ist ein zusammengesetztes Wort: Modulator (TX) und Demodulator (RX). Der Modulator wandelt binär anliegende Daten in ein Tonfrequenz-Signal um und sendet dieses über die Telefonleitung zum Empfänger. Dort geschieht im Demodulator genau das Gegenteil: Die Tonfrequenz-Signale werden in Daten rückverwandelt. Das hier beschriebene Modem arbeitet mit akustischer Kopplung, um Eingriffe in den Telefonapparat zu vermeiden, und gestattet Duplexbetrieb, d.h. es ist möglich, gleichzeitig zu senden und zu empfangen [1].

Zu diesem Zweck werden zwei Frequenzpaare benutzt. Jedes Paar stellt einen „Kanal" dar, und innerhalb eines Paares ist jeder Frequenz eine binäre Wertigkeit zugeordnet. Nach der Norm V-21, die solche Dinge für Übertragungsgeschwindigkeiten bis zu 300 bit/s festlegt, sieht das so aus (*Tabelle*):

Tabelle: Zuweisung der vier Frequenzen

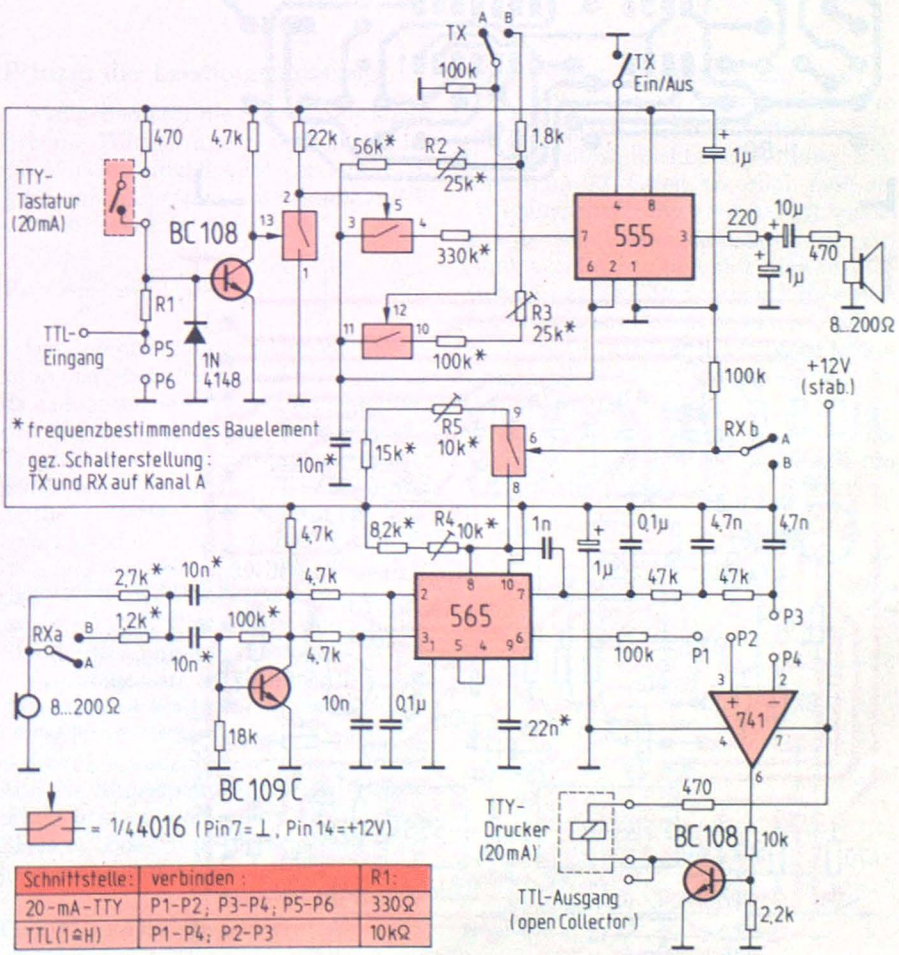
Teilnehmer	*Kanal*	*log.0*	*log.1*
Anrufer	A	980	1080 Hz (Sender)
Gerufener	B	1650	1850 Hz (Sender)

Der Anrufer sendet 980/1180 Hz und empfängt 1650/1850 Hz. Beim Angerufenen ist es genau umgekehrt. Diese Festlegung ist erforderlich, damit nicht jeder nur seine eigene Sendung demoduliert. Die Übertragung selbst geschieht in einem seriellen Datenformat, z. B. in ASCII [2]. Bei Verbindung zwischen einem größeren Computer und einem tragbaren Terminal mit akustisch gekoppeltem Modem sendet der Computer üblicherweise auf Kanal B und das Terminalmodem auf Kanal A.

Die Schaltung

Damit es möglich ist, gleichzeitig zu empfangen und zu senden, ist der Empfangsteil so aufgebaut, daß er durch die eigenen Sendefrequenzen nicht ohne weiteres beeinträchtigt wird (*Bild 1*). Das Mikrofon – es ist akustisch mit der Hörkapsel des Fernsprechers gekoppelt – liefert seine Ausgangsspannung zunächst an eine Filterschaltung, die den im Empfänger unerwünschten Kanal um etwa 10 dB dämpft. Eine Phase Locked Loop (PLL) mit dem IC 565 sorgt dafür, daß Frequenz- in Spannungsänderungen umgewandelt werden, die schließlich mit einem Operationsverstärker so weit verstärkt werden, daß ein Schalttransistor angesteuert werden kann. Das Eingangsfilter ist etwas unüblich ausgeführt; es handelt sich um ein aktives Filter mit Mehrfachgegenkopplung, das hier mit nur einem Transistor realisiert wurde ($Q \approx 3$).

Der Modulator besteht aus einem Timer-IC 555, das als astabiler Multivibrator betrieben wird. Die erzeugte Frequenz wird mit Hilfe von CMOS-Analogschaltern umgetastet; weitere solche Schalter bestimmen auch, ob auf Kanal A oder B gesendet oder empfangen wird. Am Ausgang des Timers befindet sich ein einfacher Tiefpaß, der den Oberwellengehalt der erzeugten Rechteckfrequenz mindert und gleichzeitig den Über-alles-Frequenzgang der Telefonverbindung ausgleicht, da dieser



Schnittstelle:	verbinden:	R1:
20-mA-TTY	P1-P2; P3-P4; P5-P6	330Ω
TTL (1≙H)	P1-P4; P2-P3	10kΩ

Bild 1. Schaltung zum gleichzeitigen Senden und Empfangen von Daten über eine Telefonverbindung. Wegen der akustischen Ankopplung ist ein Eingriff in das Telefon nicht notwendig

eine Höhenanhebung aufweist, um die Sprachverständlichkeit zu verbessern.

Aufbau und Abgleich

Die im Schaltbild besonders gekennzeichneten Bauelemente sollten möglichst temperaturstabil sein, da ihr Wert direkt auf die Sende- oder Empfangsfrequenz eingeht; keramische Kondensatoren wären hier ungeeignet. Der elektrische Aufbau ist weitgehend unkritisch. Sinnvoll ist es, einen einfachen Schalter für den Sendekanal und einen doppelten Umschalter für den Empfangskanal einzubauen; dadurch ist es möglich, einen „Eigentest" durchzuführen, indem man Modulator und Demodulator auf den gleichen Kanal schaltet.

Die im Schaltbild bezeichneten Brücken zwischen den Punkten P 1...6 sind abhängig von den gewünschten Schnittstelleneigenschaften zu legen. Es ist nicht möglich, gleichzeitig eine TTL- und eine 20-mA-TTY-Schnittstelle zu realisieren – man muß sich für eine von beiden entscheiden. Bei der TTL-Schnittstelle entfallen natürlich die Anschlüsse für TTY-Tastatur und TTY-Druckermagnet, und der Schalttransistor dient als Open-Collector-Ausgang.

Eines der größten Selbstbau-Probleme ist natürlich die mechanische Realisation des akustischen Kopplers, in den der Telefonhörer eingelegt werden kann. Im Mustergerät wurden zwei kleine 8-Ω-Lautsprecher (0,1 W) verwendet – sowohl als Lautsprecher als auch als Mikrofon. Natürlich ist das hinsichtlich des Frequenzganges nicht optimal. Recht gut geeignet sind auch Fernsprech-Hörkapseln oder kleine dynamische Mikrofonkapseln mit maximal 200 Ω Impedanz. Ein akustisch einigermaßen dichter Abschluß des Kopplers ist im Interesse der Unempfindlichkeit gegenüber Umweltgeräuschen unbedingt notwendig, z.B. durch passend geformte Schaumstoff- oder Gummimanschetten.

Zum Abgleich sind unbedingt (!) ein Frequenzzähler mit zumindest 10 Hz Auflösung und ein Oszilloskop erforderlich. Sinnvollerweise beginnt man mit der niedrigsten Frequenz des Modulators; dazu ist an dessen Eingang ein log.-0-Signal anzulegen (das entspricht hier einem offenen Eingang), und der Modulator-Schalter („TX") auf Kanal A

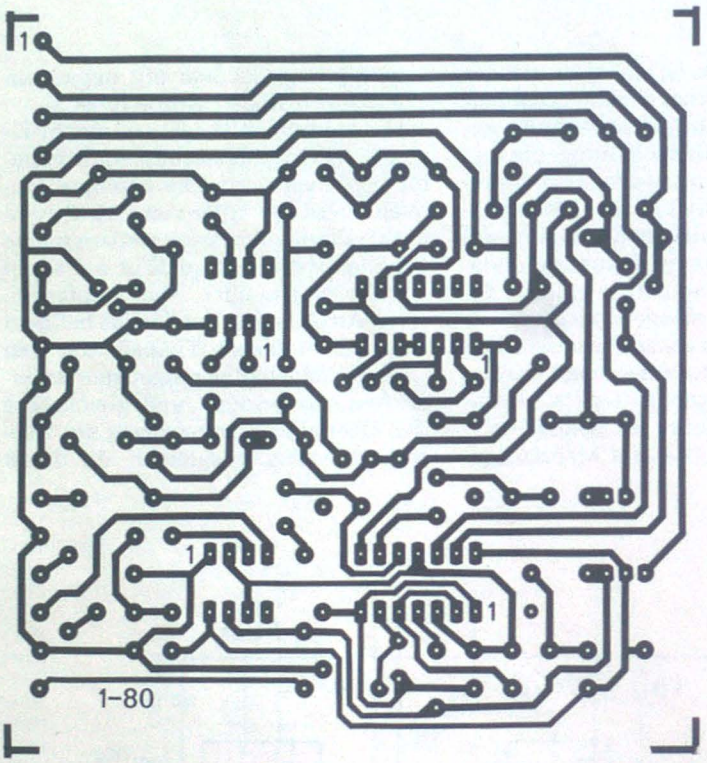


Bild 2.
Die Platine besitzt die Größe einer halben Europakarte und läßt sich noch bequem in Computer oder Terminals einbauen

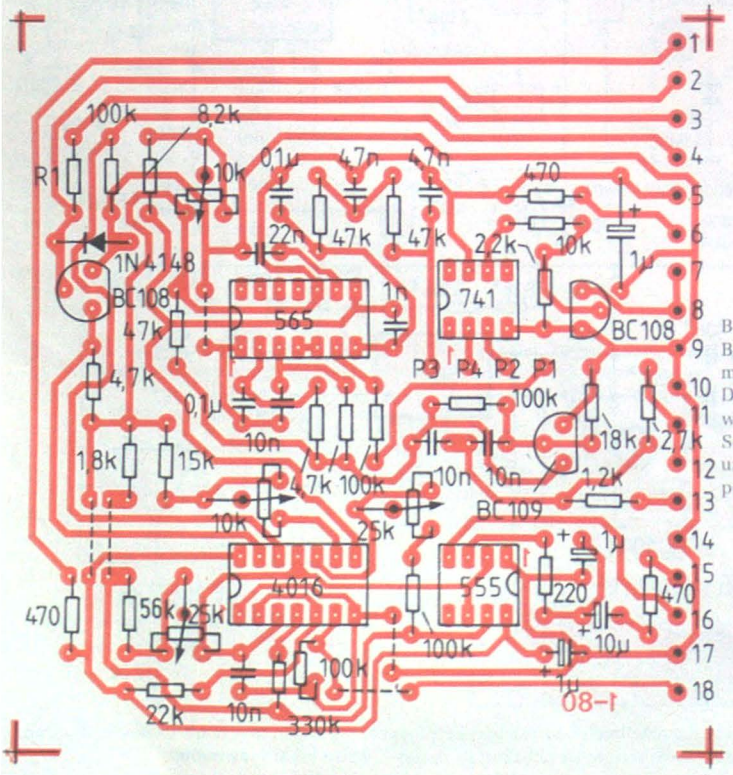


Bild 3.
Bei der Bestückung müssen mehrere Drahtbrücken gelegt werden, die die Schnittstellenpegel und die Empfangspolarität bestimmen

Steckerbelegung

1, 2 } TTY-Tastatur
3 P5 (TTL-Eingang)
4 TX-Schalter (nach + 12 V)
5 +12V
6, 7 } TTY-Magnet
8 TTL-Ausgang
9 Masse
10 Masse
11 Mikrofon
12, 13 } Schalter RXa
14 Masse
15 Lautsprecher
16 TX Ein/Aus (n. Masse)
17 Masse TX Ein/Aus
18 Schalter RX b (n. +12V)

zu stellen. Am Lautsprecher-Ausgang muß dann mit R2 die Sollfrequenz 980 Hz eingestellt werden.

Dann legt man den Eingang über 1 kΩ an + 12 V und kontrolliert, ob 1180 Hz erzeugt werden. Der nächste Schritt gilt dem Kanal B; nach dem Umlegen des TX-A/B-Schalters stellt man mit R3 wiederum bei offenem Eingang (log. 0) 1650 Hz ein. Theoretisch muß jetzt bei log. 1 (1 kΩ vom Eingang nach + 12 V) eine Frequenz von 1850 Hz entstehen. Abweichungen von etwa 10 Hz sind noch zulässig.

Jetzt können wir uns dem Demodulator-Teil zuwenden. Dazu schließen wir das Oszilloskop an Pin 6 des Operationsverstärkers 741 an, stellen Sender und Empfänger auf Kanal A und legen eine Rechteckspannung von ca. 50...200 Hz an den Eingang des Modulators – möglichst über einen 1-kΩ-Vorwiderstand, damit nichts passiert. Wenn man nun das Mikrofon mit dem eigenen Lautsprecher akustisch koppelt, indem man beide aufeinanderlegt, so braucht man nur an R4 zu drehen, bis die Rechteckspannung auf dem Oszilloskop sichtbar ist. Dann schaltet man TX und RX auf Kanal B und wiederholt die Einstellung mir R5. Bei Problemen sollte man kontrollieren, ob an Pin 3 des IC 565 eine Nf-Spannung von mindestens etwa 20 mV (Spitze-Spitze-Wert) ansteht, da sonst die PLL nicht rastet.

Das Platinen-Layout (*Bild 2*) erleichtert den Aufbau der Schaltung, *Bild 3* zeigt den zugehörigen Bestückungsplan.

Bei jedem späteren Neuabgleich – der normalerweise nur beim Austausch von Bauelementen erforderlich wird – ist in genau der beschriebenen Reihenfolge vorzugehen, weil man sonst durch Drehen an einem Trimmer womöglich mehrere Frequenzen gleichzeitig verstellt und von vorn anfangen muß.

Betriebserfahrungen

Das Modem gestattet eine problemlose Datenübertragung bis zu 300 bit/s; höhere Bitraten sind sowohl von der Dimensionierung her als auch wegen der erheblichen Phasenverzerrungen des Akustik-Kopplers nicht vertretbar. Beim Bau des Kopplers aus Mini-Lautsprechern sollte man diese möglichst mit kleinen Resonanzräumen umgeben, da sonst ein schrecklich verbogener Frequenzgang ein Mißverhältnis der Amplituden beider Kanäle verursacht (> 10 dB), so daß die PLL nicht einwandfrei rastet. Als Notbehelf kann man hier auf den Duplex-Betrieb verzichten und während des Empfanges mit dem Schalter an Pin 4 des Timers 555 den Modulator ausschalten.

Im Prinzip läßt das hier beschriebene Modem auch die Datenübertragung über das öffentliche Fernsprechnetz zu. Dann muß das fertige Gerät zum Zweck der Einzelprüfung an das FTZ eingeschickt werden, wobei nicht nur ein Mehrfaches des Materialpreises an Kosten entsteht, sondern auch ein Zeitraum von vielen Monaten beansprucht wird. Das Vertrauen der Post in ihr eigenes Telefonnetz ist nämlich sogar bei solchen akustisch angekoppelten Geräten ziemlich gering...

Herwig Feichtinger

Literatur

[1] *Bacher/Grunow/Schierenbeck:* Datenübertragung. Siemens AG, München 1978.

[2] Datenübertragung per Telefon. Hobbycomputer-2-Sonderheft, Franzis-Verlag, 1978.

Stichworte zum Inhalt:

TTY, V-21, V-24, PLL, CMOS, akustischer Koppler

Harald Bichler

Nf-Wattmeter mit linearer Skala

Die folgende Bauanleitung beschreibt ein Meßgerät, mit dem die Wirkleistung am Lastwiderstand eines Nf-Verstärkers bestimmt werden kann. Die Skala ist linear und unabhängig von der Kurvenform des Signals. Die Meßbereiche umfassen 10 W und 100 W an jeweils 4 Ω oder 8 Ω.

Prinzip der Leistungsmessung

Maßgebend für die Summe aus abgegebener Wärme- und Schallenergie ist die Wirkleistung, die ein Verstärker abgibt. Am ohmschen Lastwiderstand R wird sie wie folgt berechnet:

$$P_w = \frac{U_{eff}^2}{R} \text{ mit } U_{eff}^2 = (1/T) \cdot \int_0^T u^2_{(t)}\, dt.$$

Das Integral über die Periodendauer kann man aber gleich wieder vergessen, da es hier nur eine Mittelung bedeutet, die bereits durch die mechanische Trägheit eines Drehspulinstruments erreicht wird. Entscheidend ist, daß der zeitliche Verlauf der Spannung quadriert werden muß. Aus den hierfür in [1] angegebenen Möglichkeiten wurde das Time-Division-Verfahren ausgewählt. Es läßt sich relativ einfach mit Standardbauteilen realisieren.

Wattmeter, die keine Multiplikation durchführen – also nur Scheitel- oder Gleichrichtwert bestimmen –, sind zwar wesentlich einfacher, eignen sich aber nur für Sinusspannungen. Außerdem erhält man entweder eine nichtlineare Skala [2] oder muß die Multiplikation jedesmal selbst vornehmen [3].

Das Time-Division-Verfahren

Bei diesem Verfahren wird eine Rechteckspannung konstanter Frequenz erzeugt, deren Amplitude und Tastverhältnis von den zu multiplizierenden Spannungen u_1, u_2 moduliert wird. Mittelt man diese Rechteckspannung, z.B. mit einem RC-Glied, so erhält man als Ausgangsspannung $u = k \cdot u_1 \cdot u_2$, wobei k eine Modulationskonstante ist. An Hand von *Bild 1a* läßt sich dies am einfachsten zeigen. Das Integral über eine Periode ist als Fläche direkt erkennbar zu $u_1 \cdot t_1 - u_1 \cdot t_2 = u_1(t_1 - t_2)$. Zur Mittelung muß die Fläche noch auf die Peperiodendauer bezogen werden: $u = u_1 (t_1 - t_2)/T$. Moduliert man das Verhältnis $(t_1 - t_2)/T$ mit u_2, ergibt sich die angegebene Beziehung.

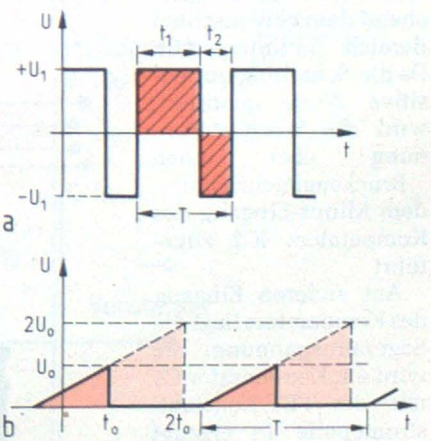
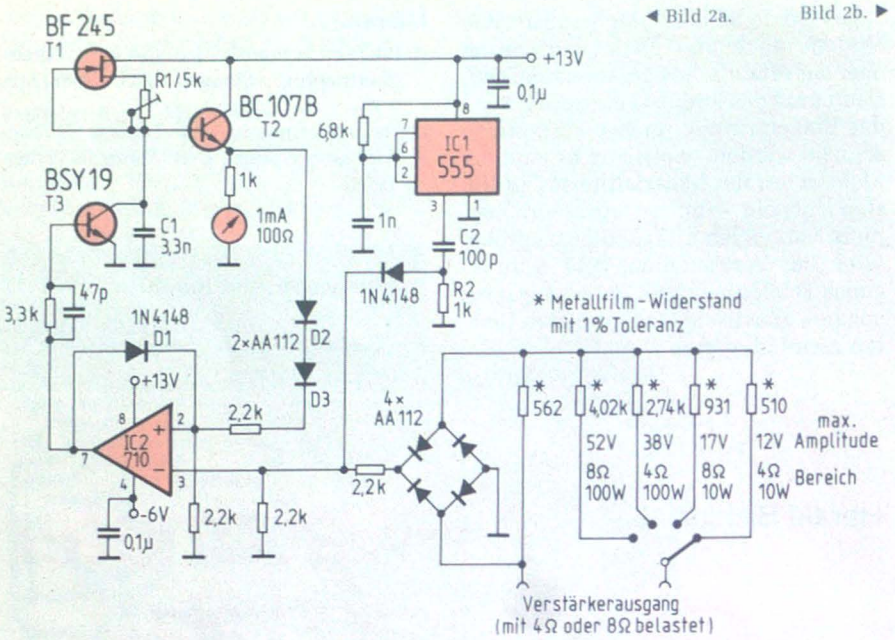


Bild 1. a) Rechteckspannung beim Time-Divison-Verfahren; b) Spannungsverlauf am Emitter von T2



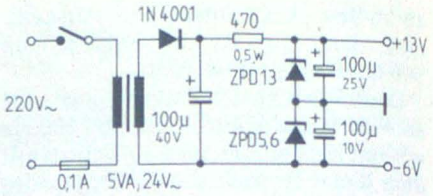


Bild 2. Gesamtschaltplan des Wattmeters

Wenn u_1 gleich u_2 ist, also nur quadriert werden soll, fällt die Modulation von Amplitude und Tastverhältnis sehr einfach aus. *Bild 1b* zeigt eine Sägezahnspannung, die bis zu einer Spannung u_o ansteigt, dann auf Null abfällt, und erst nach Ende der konstanten Periodendauer T neu startet. Die Spannung U_o ist identisch mit dem Momentanwert der zu quadrierenden Signalspannung. Da doppelte Spannung auch zu doppelter Impulszeit führt, wird die Fläche und damit der Mittelwert der Sägezahnspannung vervierfacht.

Die Schaltung

Bild 2 zeigt die Schaltung eines nach dem Time-Division-Verfahren ausgeführten Quadrierers. Das Nf-Signal wird vom Verstärker abgenommen, der mit 4 Ω oder 8 Ω belastet ist und über ein Widerstandsnetzwerk entsprechend dem gewünschten Bereich heruntergeteilt. Da die Schaltung nur positive Werte quadriert, wird die Wechselspannung über einen Brückengleichrichter dem Minus-Eingang des Komparators IC2 zugeführt.

Am anderen Eingang des Komparators liegt die Sägezahnspannung. Sie wird am Kondensator C1 mit der FET-Konstantstromquelle T1 erzeugt und über den Emitterfolger T2 ausgekoppelt. Überschreitet die Sägezahnspannung den momentanen Wert der Signalspannung, so springt der Ausgang des Komparators auf H, schaltet damit den Transistor T3 durch und entlädt den Kondensator C1 schlagartig. Über die Diode D1 hält sich der Komparator selbst in diesem Schaltzustand. Erst wenn am invertierenden Eingang ein positiver Nadelimpuls ankommt, kippt er um und startet damit einen neuen Sägezahn. Die Nadelimpulse werden über ein Diffenzierglied R2 · C2 vom Timer IC1 mit konstanter Periodendauer geliefert.

Zur Anzeige der Leistung liegt ein Drehspulinstrument in der Emitterleitung von T2. Die erforderliche Mittelung wird, wie bereits erwähnt, durch die mechanische Trägheit des Instruments erreicht. Die beiden Dioden D2 und D3 kompensieren die Flußspannung der Dioden im Brückengleichrichter. Die Schaltung stellt keine großen Anforderungen an die Stromversorgung. Der Schaltplan eines möglichen Netzteils ist ebenfalls in Bild 2 dargestellt.

Abgleich und Hinweise

Für den mechanischen Aufbau eignet sich ein Kunststoffgehäuse mit Alu-Frontplatte in den Abmessungen 155 mm x 90 mm x 50 mm, wie es vielfach angeboten wird. Bestückungsplan und Platinenlayout sind den *Bildern 3 und 4* zu entnehmen. Die Lastwiderstände für den Verstärker sollten wegen der erzeugten Wärme nicht mit im Gehäuse untergebracht werden.

Zum Abgleich des Geräts wird im 4-Ω-/10-W-Bereich eine sinusförmige Spannung von 6,32 V_{eff} an den Eingang

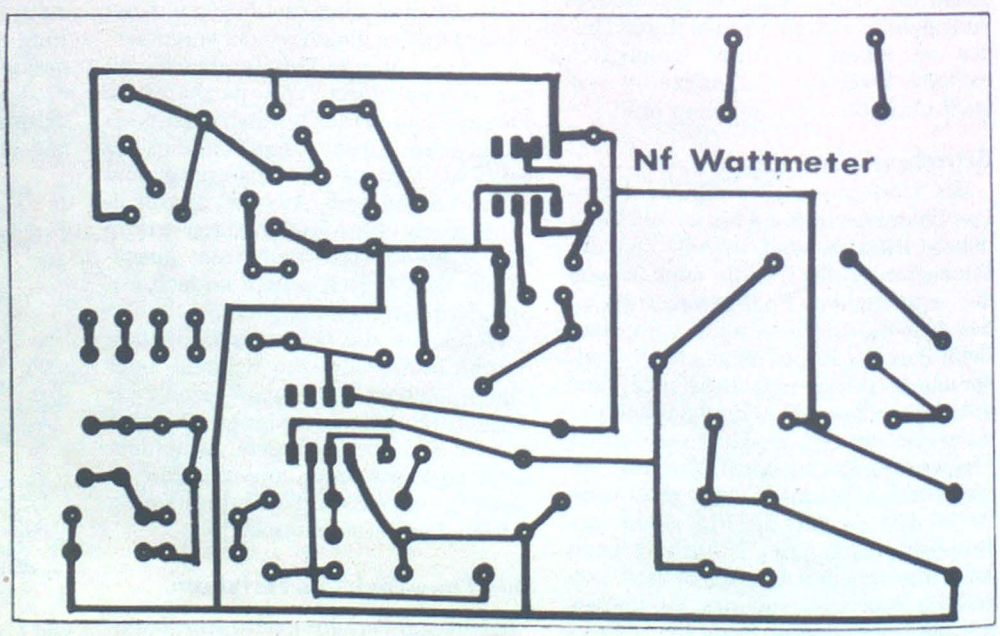


Bild 3. Platinenlayout

gelegt und R1 auf 0 Ω eingestellt. R1 wird dann so lange vergrößert, bis der Zeiger den Endausschlag erreicht hat. Da mit einem Instrument der Klasse 2 der maximale Fehler des Quadrierers 3% vom Endwert beträgt, wurden für die Bereichsumschaltung 1-%-Widerstände verwendet. Aber auch nächstgelegene 5-%-Werte können eingesetzt werden. Die Hochlastwiderstände am Verstärkerausgang sind ohnehin mit größeren Toleranzen behaftet.

Die Bandbreite reicht von 0 bis 25 kHz und wird durch das Abtasttheorem festgelegt. Die minimale Abtastfrequenz muß doppelt so groß sein wie die maximale im Signal enthaltene Frequenz. Da der Brückengleichrichter die Eingangsfrequenz verdoppelt, wurde die Taktfrequenz des Timers etwas höher als 100 kHz gewählt.

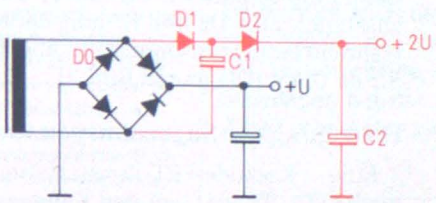
Da die Kurvenform des Nf-Signals keinen Einfluß auf die Anzeige hat, kann nicht nur die maximale Sinusleistung des Verstärkers bestimmt werden, sondern auch die mittlere Leistung bei Musikaussteuerung. Dies kann beim Bau von Aktivboxen nützlich sein. Die Leistungsverteilung auf Tief-, Mittel- und Hochtonbereich bei der bevorzugten Musikart kann bestimmt und zur Dimensionierung von Endstufen und Lautsprecher herangezogen werden.

Spannungsspitzen, die die Schaltung übersteuern, führen zu Anzeigefehlern. In Bild 2 ist deshalb zu jedem Meßbereich die maximale Amplitude angegeben. Messungen am angeschlossenen Lautsprecher können wegen der Phasenverschiebung zwischen Strom und Spannung an der Impedanz ebenfalls zu Fehlern führen.

Schaltungskniff

Zwei Gleichspannungen aus einer Trafowicklung

Gelegentlich kommt es vor, daß man einem vorhandenen Netzteil eine weitere, höhere Spannung entnehmen möchte. Solange die vorhandene Gleichrichtung durch Einweg- oder Mittelpunktschaltung realisiert ist, ergeben sich keine Probleme.



Mit der farbig dargestellten Ergänzung läßt sich zusätzlich zu der Brückengleichrichterschaltung eine Spannung von 2U erzeugen

Bei einer Brückengleichrichterschaltung kann die Lösung im *Bild* vorgesehen werden. Während der positiven Halbwelle wird C1 über D1 auf U aufgeladen, in der negativen Halbwelle wird C2 über C1 und D2 aufgeladen, wobei der Stromkreis über D0 geschlossen wird. Zu beachten ist, daß D0 mit beiden Stromkreisen belastet wird.

Heye Harms

Literatur

[1] *Tietze, Schenk:* Halbleiterschaltungstechnik

[2] *Rockrohr: ELO, Heft 11/76, Einfaches* Wattmeter für Nf-Verstärker

[3] *Jakobs: Elektor, Heft 2/76, Wattmeter*

Stichwörter zum Inhalt

Time-Division-Verfahren, Quadrierer, Sinusleistung, Musikleistung.

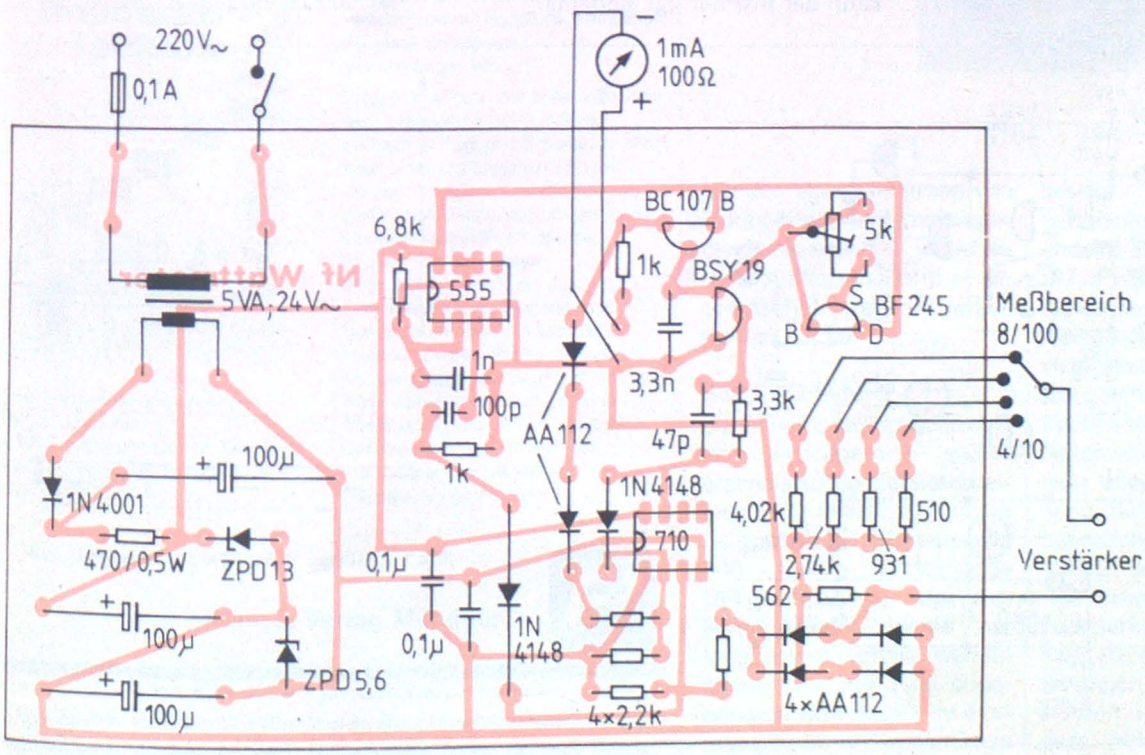


Bild 4. Bestückungsplan

Einfacher A/D-Wandler für Mikrocomputer-Anwendungen

Eigenschaften

Für Mikrocomputer, die in der Meßtechnik eingesetzt werden, ist häufig der Einsatz von A/D-Wandlern notwendig. Die hier beschriebene Schaltung hat folgende Eigenschaften:

Verfahren: Single-Slope; geeignet für 8-bit-Mikrocomputer mit Timer; Meßrate: 10/s (Steigerung möglich); die Schaltung benötigt zur Datenübertragung nur einen I/O-Port; zeitsparender Programmablauf durch Interrupt-Betrieb; keine Spezialteile oder engtolerierten Bauelemente nötig.

Single-Slope-Verfahren

Zwei Komparatoren vergleichen die Sägezahnspannung U_s mit Masse und der unbekannten Spannung U_x (*Bild 1*). Verknüpft man die beiden Ausgänge mit einem Exklusiv-Oder-Gatter, so erhält man ein H-Signal, dessen Dauer T_C proportional zum Betrag der Spannung U_x ist.

Eine Logik sorgt dafür, daß der Ausgang nur bei einer positiv steigenden Sägezahnspannung freigegeben wird. Ein zweiflankentriggerbarer Univibrator markiert Anfang und Ende von T_C mit einem H-Impuls, der anschließend noch invertiert wird.

Damit der Mikrocomputer Start- und Stop-Impuls unterscheiden kann, müssen diese unterschiedlich lang sein. Beim Stop-Impuls wird C1 daher noch zusätzlich über D2 und R7 aufgeladen, während beim Start-Impuls nur über R3 Strom fließt (Diagramm *Bild 2*).

Erzeugung der Sägezahnspannung

Eine Kaskode-FET-Konstantstromquelle (T1, T2, R4) lädt den Kondensator C2 auf. Bei Erreichen eines bestimmten Potentials schaltet D1 die Transistoren T3 und T4, die den Kondensator entladen. Falls bei der ersten Inbetriebnahme an U_s keine Sägezahnspannung anliegt, muß der Trimmer R9 so lange verstellt werden, bis die Schaltung schwingt.

Anschluß an den Mikrocomputer

Die Schaltung ist ursprünglich für den SYM-1-Mikrocomputer entwickelt worden. Bei Verwendung von anderen Computern sind lediglich die Zeitkonstanten T_A und T_B zu ändern, außerdem kann der Inverter ggf. entfallen.

Vorteilhaft ist die Verwendung des Peripherie-Bausteins 6522; hier wird Timer 1 im „One-shot-mode" zur Zeitmessung zwischen den Impulsen benutzt. Das Programm kann folgendermaßen gestaltet werden:

Ein Interrupt unterbricht den normalen Programmablauf. Der Eingang wird für einen zweiten Interrupt freigegeben. Falls der zweite Interrupt auftritt, handelt es sich um den Start-Impuls T_A (Bild 2); der Timer wird gestartet. Tritt kein zweiter Interrupt mehr auf, handelt es sich um den kurzen Stop-Impuls T_B; der Inhalt des Timer-Registers wird gelesen und weiterverarbeitet. Ein Spezialfall ist bei $U_x = 0$ gegeben, hier liefert die Schaltung keine L-Impulse an U_A; das Programm erkennt $U_x = 0$ mit einem Timer-Interrupt, der ausgelöst wird, wenn der Inhalt des Timer-Registers den Wert Null erreicht. *Joachim Horst*

Literatur

[1] *Tietze, Schenk:* Halbleiter-Schaltungstechnik, 3. Auflage, Springer-Verlag

[2] RCA Linear Integrated Circuits and MOS/FETs, 1977, RCA Corporation

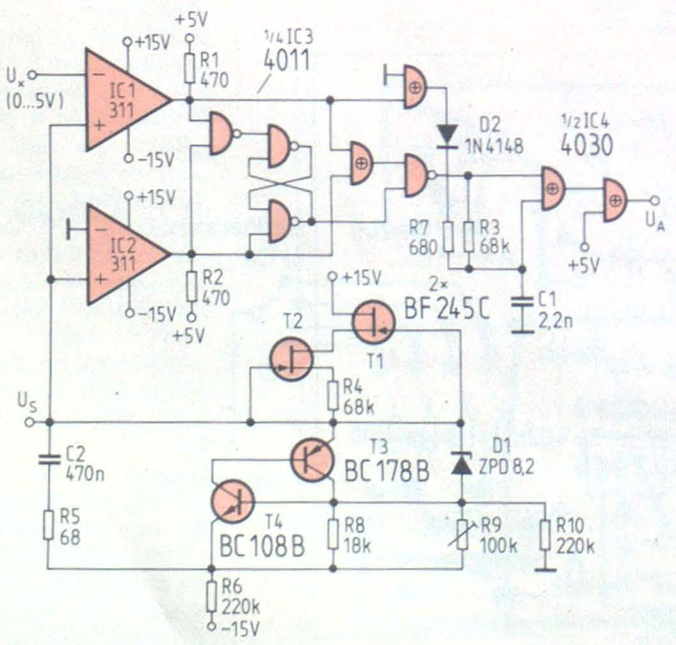


Bild 1. Gesamtschaltung des A/D-Wandlers

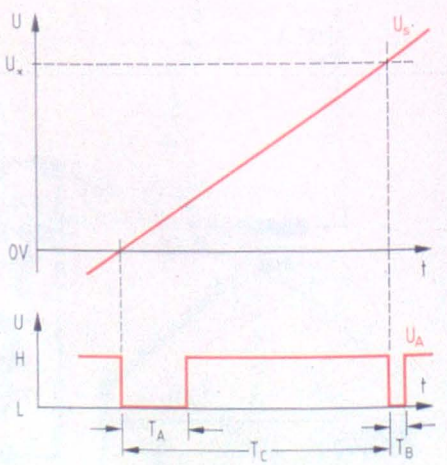


Bild 2. Zeitlicher Verlauf der Spannungen U_s und U_A

Manfred Nieder

Mikrocomputer-Schaltuhr

Wer bisher eine Schaltuhr benötigte, um beliebige elektrische Geräte ein-, aus- oder umzuschalten, sah sich ziemlich verlassen. Aber der Mikroprozessor schafft auch hier Abhilfe. Er ermöglicht bei vertretbarem Aufwand, zahlreiche Funktionen auszuführen und abzuspeichern. Eine Pufferbatterie dient zur Erhaltung der gespeicherten Befehle bei Netzausfall.

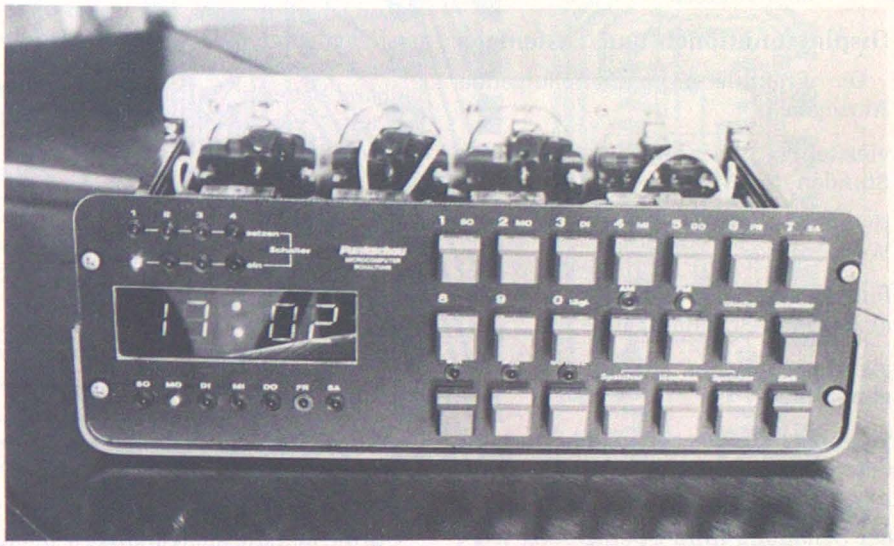


Bild 1. Blick in die geöffnete Mikrocomputer-Schaltuhr

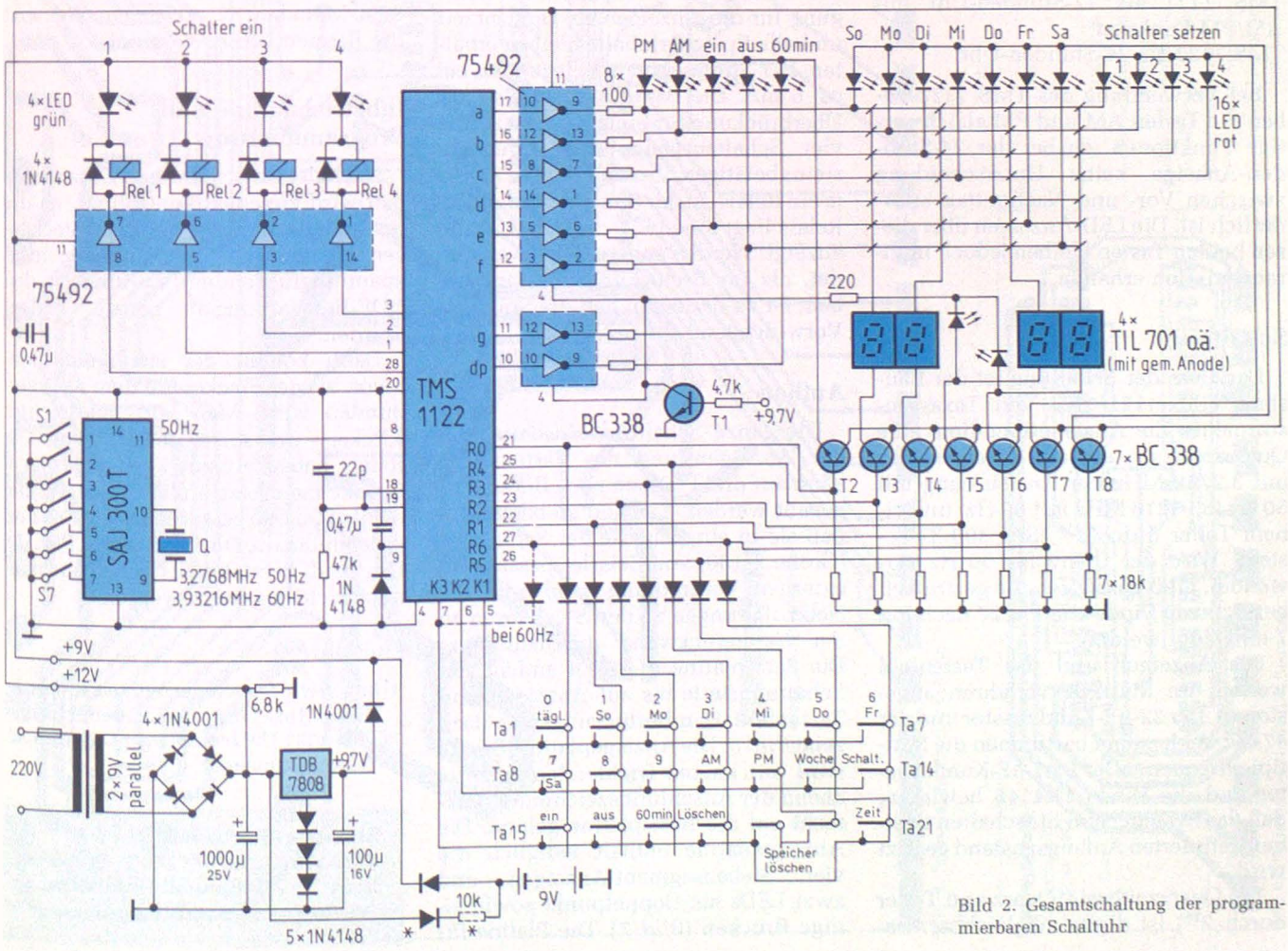


Bild 2. Gesamtschaltung der programmierbaren Schaltuhr

In der folgenden Schaltuhr wird ein maskenprogrammierter 4-Bit-Ein-Chip-Mikrocomputer verwendet. Es können insgesamt 20 Ein- und Ausschaltzeiten für eine Woche im voraus programmiert werden. Vier Ausgänge sind frei ansteuerbar. Die Eingabe aller Funktionen erfolgt mit 21 Tasten (*Bild 1*).

Displayfunktionen und Tastenfeld

Die Frontplatine enthält folgende Anzeigen:

vierstellige Siebensegment-Anzeige für Stunden und Minuten,

sieben Leuchtdioden zur Anzeige des Wochentages,

fünf Leuchtdioden für die Programmanzeige der Schaltausgänge,

vier Leuchtdioden für die Schaltausgänge 1...4,

vier Leuchtdioden zeigen den Zustand der vier Schaltausgänge an.

Zwei Versionen des Chips können in der Schaltung (*Bild 2*) eingesetzt werden:

TMS 1121 als 12-Stunden-Uhr mit AM/PM-Funktion,
TMS 1122 als 24-Stunden-Uhr.

Bei Verwendung des TMS 1122 haben die Tasten AM und PM gleichwertige Funktionen, da bei der 24-Stunden-Anzeige keine Unterscheidung zwischen Vor- und Nachmittag erforderlich ist. Die LED-Anzeigen über diesen beiden Tasten bleiben jedoch in ihrer Funktion erhalten.

Schaltung

Das Herz der Schaltung ist der Baustein TMS 1121/1122 von Texas Instruments. Zur Ansteuerung dient eine Quarzzeitbasis, die aus einem Quarz mit 3,2768 MHz zur Ansteuerung mit 50 Hz (3,93216 MHz mit 60 Hz) und einem Teiler durch 2^{16} (SAJ 300 T) besteht. Wird der Quarz für 60 Hz verwendet, muß zusätzlich die gestrichelt gezeichnete Diode von Pin 27 nach Pin 7 eingefügt werden.

Die Anzeigen und das Tastenfeld werden im Multiplexverfahren angesteuert. Der 22-pF-Kondensator und der 47-kΩ-Widerstand bestimmen die Multiplexfrequenz. Der 0,47-µF-Kondensator und die Diode 1N4148 bewirken, daß das System beim Einschalten in einen definierten Anfangszustand gesetzt wird.

Die Quarzzeitbasis (Quarz und Teiler durch 2^{16}) ist digital abgleichbar. Dadurch entfallen temperaturabhängige Abgleichkondensatoren. Der Abgleich erfolgt über einen siebenpoligen DIL-Schalter oder durch Drahtbrücken auf der Platine. Bei offenen Schaltern ist die Ausgangsfrequenz am höchsten. Den kleinsten Einstellschritt bewirkt S7 (1,9 ppm), S1 dagegen den größten mit 121,6 ppm.

Zur Überbrückung von Spannungsausfällen ist eine 9-V-Batterie oder ein Akku vorgesehen. Wird eine nicht aufladbare Batterie verwendet, entfallen die mit * versehenen Bauteile (Diode und Widerstand 10 kΩ).

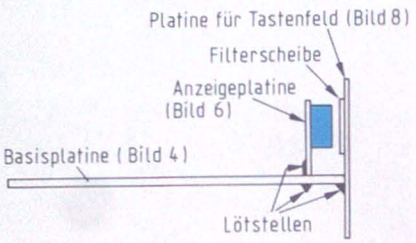


Bild 3. Alle drei Platinen bilden nach dem Zusammenbau eine Einheit

Um die Batterie nicht unnötig schnell zu entladen, schaltet der Transistor T1 bei Netzausfall die Spannungsversorgung für die Anzeigen ab. Die Uhrzeit und alle Speicherinhalte bleiben erhalten. Der Stromverbrauch liegt dann bei ca. 6 mA. Die Batterie reicht also zur Überbrückung für einige Tage aus. Die vier Schaltausgänge des Uhrenbausteins betätigen über den Treiber 75 492 je ein Relais. In der Spulenleitung jedes Relais liegt eine LED, die den Zustand anzeigt. Werden andere Relais verwendet, als im Bestückungsplan angegeben, ist zu beachten, daß die Spule als Vorwiderstand der LED dient.

Aufbau

Die ganze Schaltung einschließlich der Anzeigen und des Tastenfeldes kann auf drei Platinen nach *Bild 3* aufgebaut werden. Sie sind so bemessen, daß sie in ein Gehäuse der Serie 2008 (Größe 2/180) von Zeissler passen. An externer Verdrahtung sind nur die Netzzuleitungen zu den Steckdosen an der Geräterückwand durchzuführen. Die Basisplatine in *Bild 4* enthält alle Schaltungsteile bis auf Anzeigen und Tastenfeld. Den Bestückungsplan dazu zeigt *Bild 5*. Die Anzeigeplatine (*Bild 6*) wird mit kurzen Drahtenden entsprechend der Anschlußbezeichnung senkrecht auf die Basisplatine gelötet. Die Anzeigeplatine enthält lediglich die vier Siebensegment-Anzeigen und zwei LEDs als Doppelpunkt sowie einige Brücken (*Bild 7*). Die Platine für das Tastenfeld (*Bild 8*) ersetzt die Frontplatte des Gehäuses 2/180 von Zeissler.

Alle Platinen werden zunächst anhand der Bestückungspläne bestückt. Die Frontplatine wird nach dem Bestücken mit den Tasten und LEDs (*Bild 9*) statt der Aluplatte am Gehäuse angeschraubt, die Basisplatine von der Rückseite in die untere Führung der seitlichen Zwischenstücke bis an die Frontplatine geschoben und an den vorgesehenen Stellen mit dieser verlötet. Nach dem Lösen der Frontschrauben kann die ganze Einheit (siehe Bild 3) ein Stück nach vorn herausgezogen werden, um die Netzleitungen besser verdrahten zu können. Die VDE-Vorschriften sind dabei zu beachten. Als Schutzleiter wird der übliche gelbgrüne Draht verwendet. Die einzelnen Steckdosen dürfen wegen der Schaltleistung der Relais höchstens mit 6 A abgesichert werden. Alle angeschlossenen Geräte dürfen gemeinsam wegen der Stärke der Leiterbahnen nicht mehr als 10 A Strom verbrauchen. Es ist deshalb erforderlich, die Leiterbahnen, die Netzspannung führen, zusätzlich zu verzinnen. Im Bausatz, der von Josef Frank, Wasserburger Landstraße 120, 8000 München 82, zu beziehen ist, sind die Bahnen bereits verzinnt.

Inbetriebnahme und Programmierung

Nach dem vollständigen Zusammenbau wird zunächst kontrolliert, ob der Schutzleiter korrekt an allen Steckdosen angeschlossen ist und alle netzspannungführenden Leitungen den VDE-Bestimmungen gemäß verlegt wurden.

Dann kommt der spannende Moment, wo der Stecker mit dem Netz verbunden wird. Man hört ein leichtes Klicken – und sonst passiert nichts: Die Relais haben einmal kurz angezogen. Drückt man jetzt auf die Taste unten rechts (*Zeit*) so zeigt die Uhr 12:00, und es leuchten die Dioden *SO* und *PM*. Die Uhr läuft jetzt bereits, aber sie muß noch richtig gestellt werden.

Literatur:

[1] Integrierte Schaltungen für elektronische Uhren. Texas Instruments Deutschland
[2] TMS 1121 Universal Timer Data Manual. Texas Instruments

Stichworte zum Inhalt
TMS 1121/1122, SAJ 300 T, Quarzzeitbasis, Netzausfall-Überbrückung, Schaltzeit-Programmierung

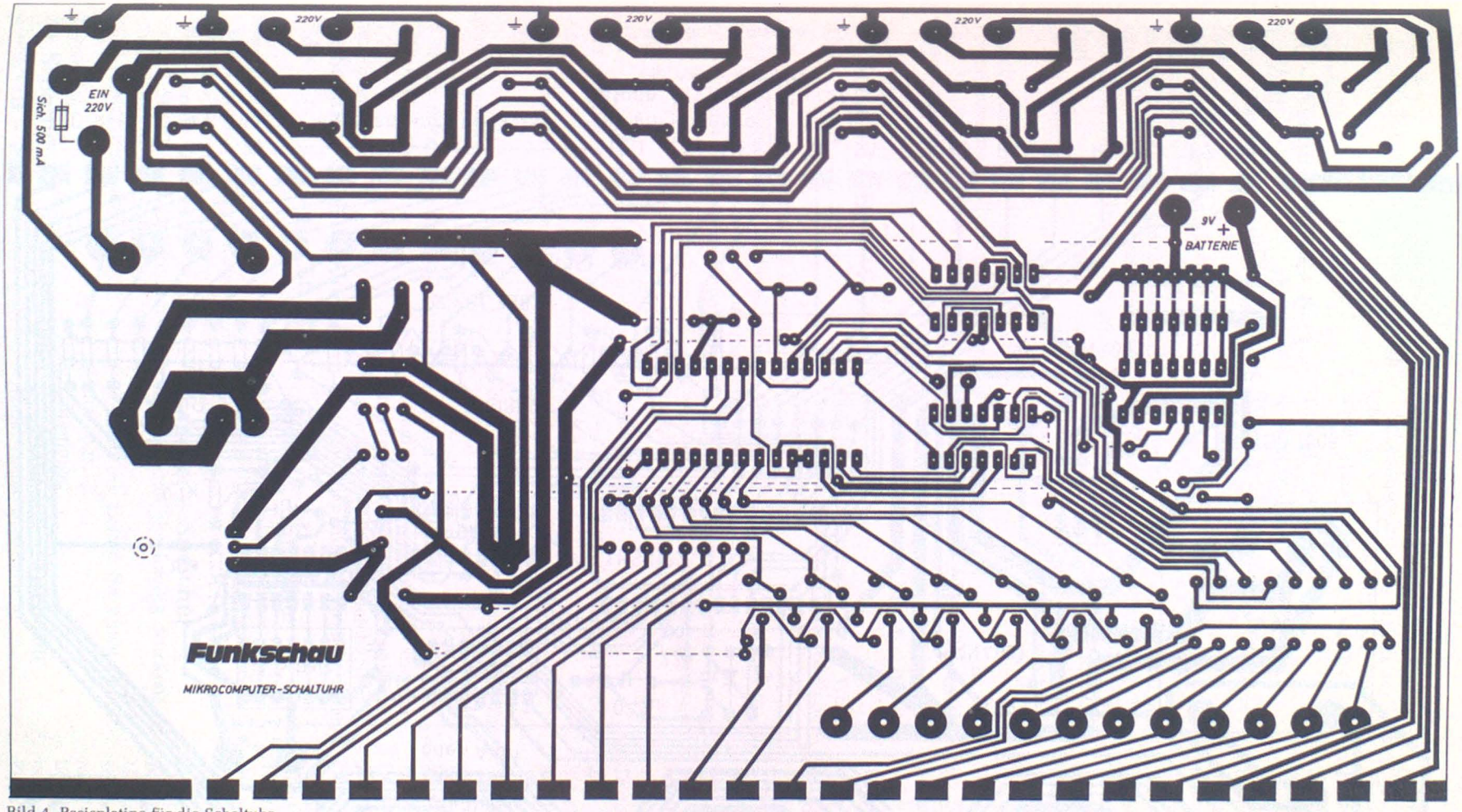


Bild 4. Basisplatine für die Schaltuhr

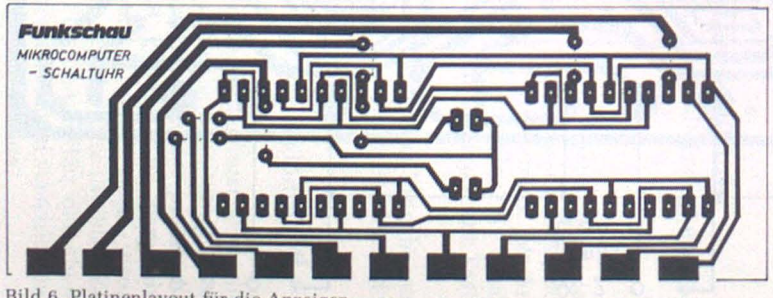


Bild 6. Platinenlayout für die Anzeigen

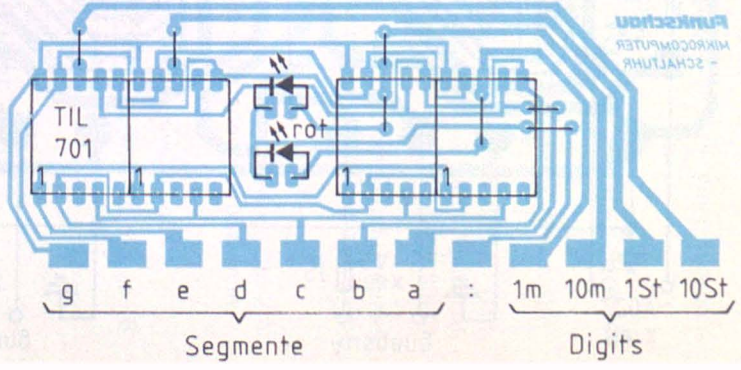
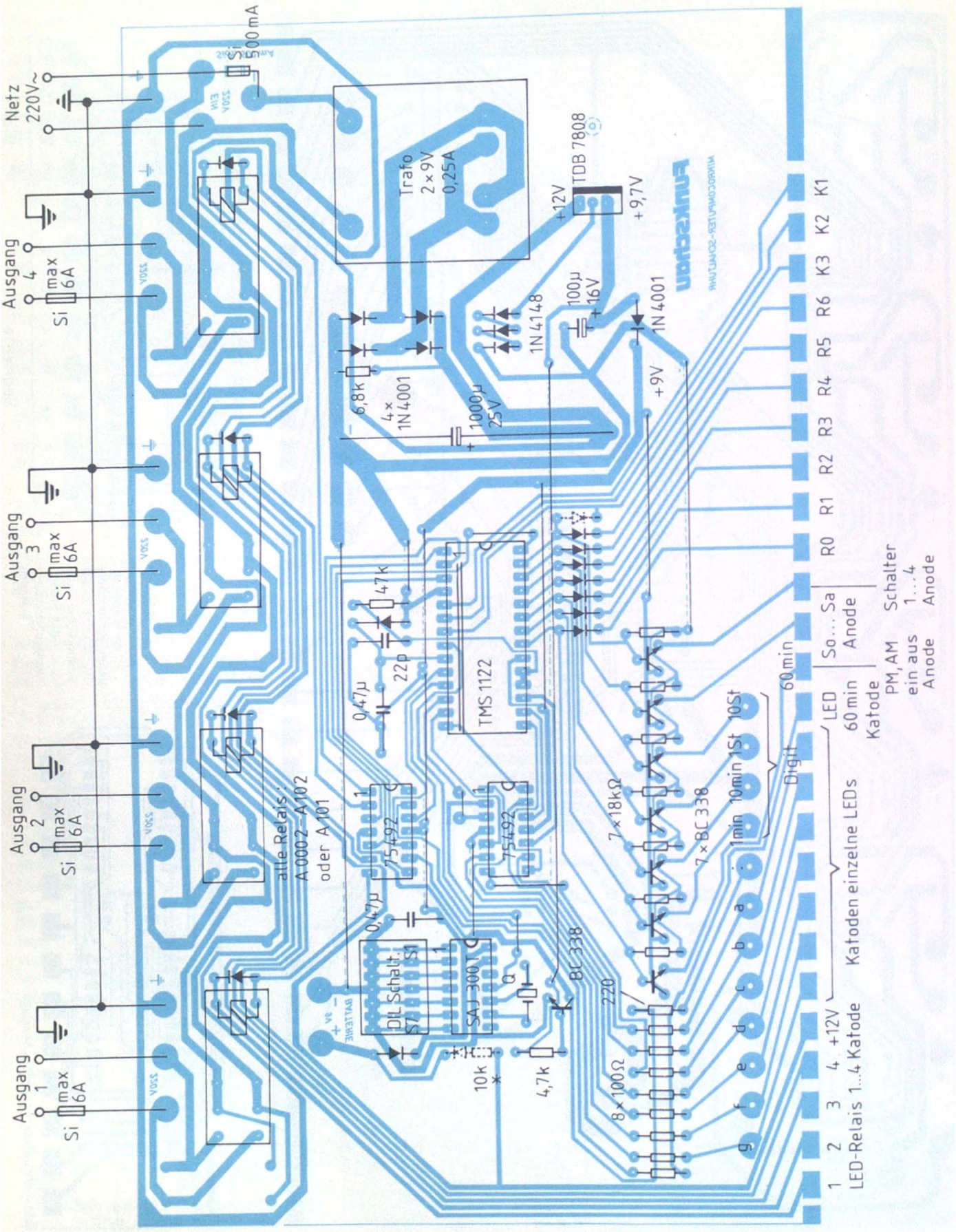


Bild 7. ▶ Bestückungsplan zur Anzeigenplatine. Zu beachten ist, daß sich einige Drahtbrücken unter den Siebensegment-Anzeigen befinden


Netz 220V~
Si 500 mA
Ausgang 1 Si max 6A
Ausgang 2 Si max 6A
Ausgang 3 Si max 6A
Ausgang 4 Si max 6A
Trafo 2×9V 0,25A
TDB 7808
+12V
+9,7V
1N4148
100µ 16V
1N4001
+9V
6,8k
4× 1N4001
1000µ 25V
47k
22p
0,47µ
TMS 1122
75492
alle Relais: A0002–A102 oder A101
DIL Schalt. S7 S1
SAJ 300T
BC 338
220
10k
4,7k
8×100Ω
7×18kΩ
7×BC 338
1min 10min 1St 10St
60min
Digit
Katoden einzelne LEDs
LED 60 min Katode
PM, AM ein aus Anode
So... Sa Anode
Schalter 1...4 Anode
R0 R1 R2 R3 R4 R5 R6 K3 K2 K1
1 2 3 4 +12V
LED-Relais 1...4 Katode

Bedienungsanleitung

Einstellen der aktuellen Uhrzeit:
Es soll eingegeben werden: Montag 20.15 Uhr

Tastenfolge:
MO – Woche – PM – 2 – 0 – 1 – 5 – Zeit
In dem Moment, wenn die Taste
Zeit
gedrückt wird, beginnt die Uhr zu laufen. Zum Stellen nach dem Zeitzeichen wird die Uhr auf die gewünschte Zeit vorgestellt, und beim entsprechenden Zeitzeichen mit der Taste
Zeit
die Uhr gestartet.

Einstellen einer Schaltzeit:
Schaltausgang 1 soll z.B. am Dienstag um 7.35 Uhr ein – und um 8.15 Uhr wieder ausschalten.

Tastenfolge:
1 – Schalter – DI – Woche – AM – 7 – 3 – 5 – ein

Damit ist die Einschaltzeit gespeichert. Da Schaltausgang und Tag bereits eingegeben sind, kann die Ausschaltzeit mit verkürzter Tastenfolge eingegeben werden.

Tastenfolge:
AM – 8 – 1 – 5 – aus
Nach Drücken der Taste
Zeit
wird wieder die aktuelle Uhrzeit angezeigt.

60-min-Funktion:
Schaltausgang 3 soll am Mittwoch 15.30 Uhr einschalten und 60 Minuten später wieder abschalten.

Tastenfolge:
3 – Schalter – MI – Woche – PM – 1 – 5 – 3 – 0 – 60 min

Intervallzeit:
Damit kann ein Schaltausgang einmalig eine bestimmte Zeit im voraus aktiviert werden. Z.B.: Schaltausgang 2 soll in 1 Stunde und 20 Minuten einschalten und in 3 Stunden und 40 Minuten wieder abschalten.

Tastenfolge:
2 – Schalter – 1 – 2 – 0 – ein
3 – 4 – 0 – aus

Täglich gleiche Schaltzeit:
Schaltausgang 4 soll täglich um 6.00 Uhr als Wecker benutzt werden, z.B. durch Einschalten eines Radios.

Tastenfolge:
4 – Schalter – täglich – Woche – AM – 6 – 0 – 0 – 60 min

Um 7.00 Uhr schaltet das Radio wieder aus. Es wird nur ein Speicherplatz benötigt. Wenn man aber am Wochenende nicht um 6.00 Uhr geweckt werden will, weil man da einmal ausschlafen kann, besteht die Möglichkeit, für Samstag und Sonntag die Weckzeit abzuschalten.

Tastenfolge:
4 – Schalter – SA – Woche – AM – 6 – 0 – 0 – aus
SO – Woche – AM – 6 – 0 – 0 – aus
Für das Weckprogramm einer Woche werden auf diese Art nur drei Speicherplätze belegt.

Abrufen der programmierten Schaltzeiten:
Jeder Schaltausgang kann abgefragt werden, welche Zeiten programmiert sind, z.B. Schaltausgang 2.

Tastenfolge:
2 – Schalter – Schalter – Schalter – ...
Bei jedem Betätigen der Taste
Schalter
zeigt das Display die Zeit und den Tag an.

Löschen der Speicher:
Damit nicht versehentlich die Speicher gelöscht werden, sind zwei Tasten dazu vorgesehen, die gleichzeitig gedrückt werden müssen: Es sind die beiden Tasten
Speicher – Speicher
in der unteren Tastenreihe.
Löschen aller Speicher mit der

Tastenfolge:
Speicher – Speicher
(beide Tasten gleichzeitig drücken)

Löschen der Zeiten für einen Schaltausgang:
Tastenfolge:
1 – Schalter – Speicher
(beide Tasten gleichzeitig)
Der Speicher für Schalter 1 ist damit gelöscht.

Löschen der Zeiten für einen Wochentag:
Tastenfolge:
DO – Woche – Speicher – Speicher
(beide Tasten gleichzeitig drücken)

Dann sind alle Speicher, die auf Donnerstag programmiert waren, gelöscht, außer den Zeiten, die für *täglich* eingegeben waren.
Ist versehentlich etwas Falsches eingegeben worden, kann die letzte Eingabefolge mit der Taste
löschen
rückgängig gemacht werden. Die Eingabe kann dann von vorn beginnen.

Direktes Betätigen der Schalter:

Zum direkten Einschalten von z. B. Schalter 3 gilt die

Tastenfolge:
3 – Schalter – ein

Um den Schalter wieder auszuschalten:

Tastenfolge:
3 – Schalter – aus
Soll ein Schalter direkt eingeschaltet und nach 60 Minuten wieder abgeschaltet werden:

Tastenfolge:
2 – Schalter – 60 min
Schaltausgang 2 schaltet sofort ein und nach 60 Minuten aus.

Kontrollfunktionen:
Bei unkorrekter Eingabe zeigt das Display 99:99. Bei Überschreiten der Speicherkapazität erscheint in der Anzeige 88:88. Die normale Zeit erhält man wieder durch Betätigen der Taste
Zeit.
Wenn man sich bei der Eingabe vertan hat, kann man nach Betätigen der Taste
löschen
neu mit der Eingabe beginnen.

In der Beschreibung erscheint die Programmierung der Schaltuhr ein wenig kompliziert. Doch der praktische Umgang hat gezeigt, daß man sehr schnell hinter die Logik steigt, wenn man einfach mit der Uhr „spielt". Zu beachten ist bei den Tasten, daß sie je nach Eingabemodus zwei verschiedene Funktionen haben können.

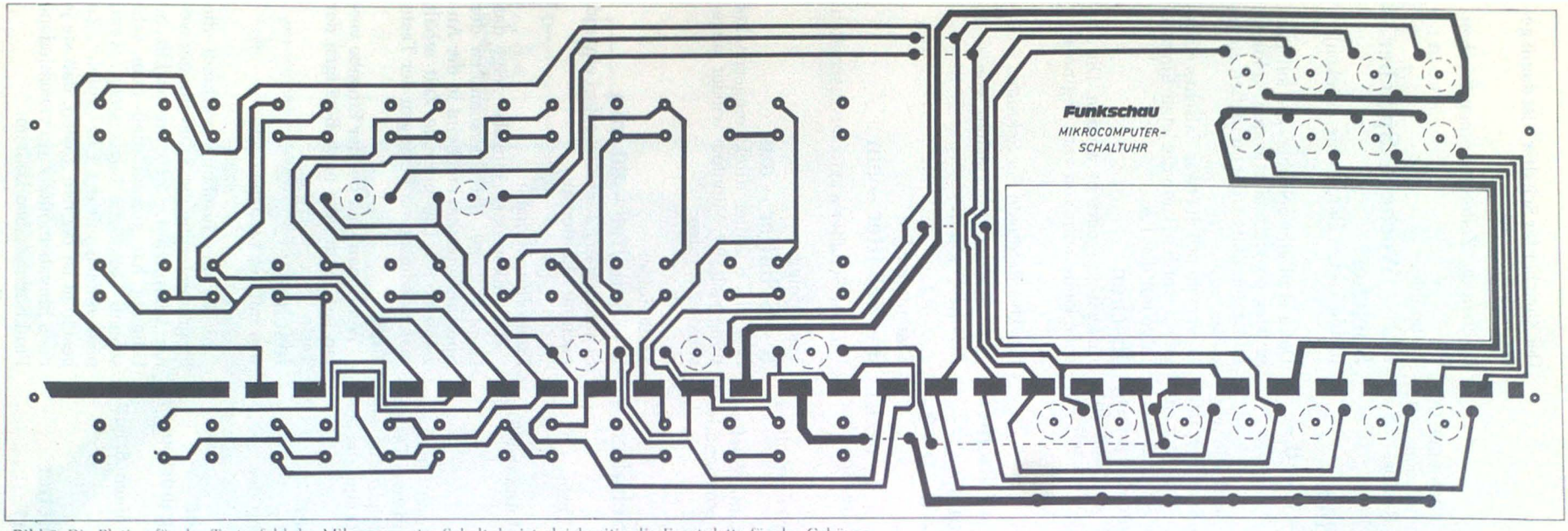


Bild 8. Die Platine für das Tastenfeld der Mikrocomputer-Schaltuhr ist gleichzeitig die Frontplatte für das Gehäuse

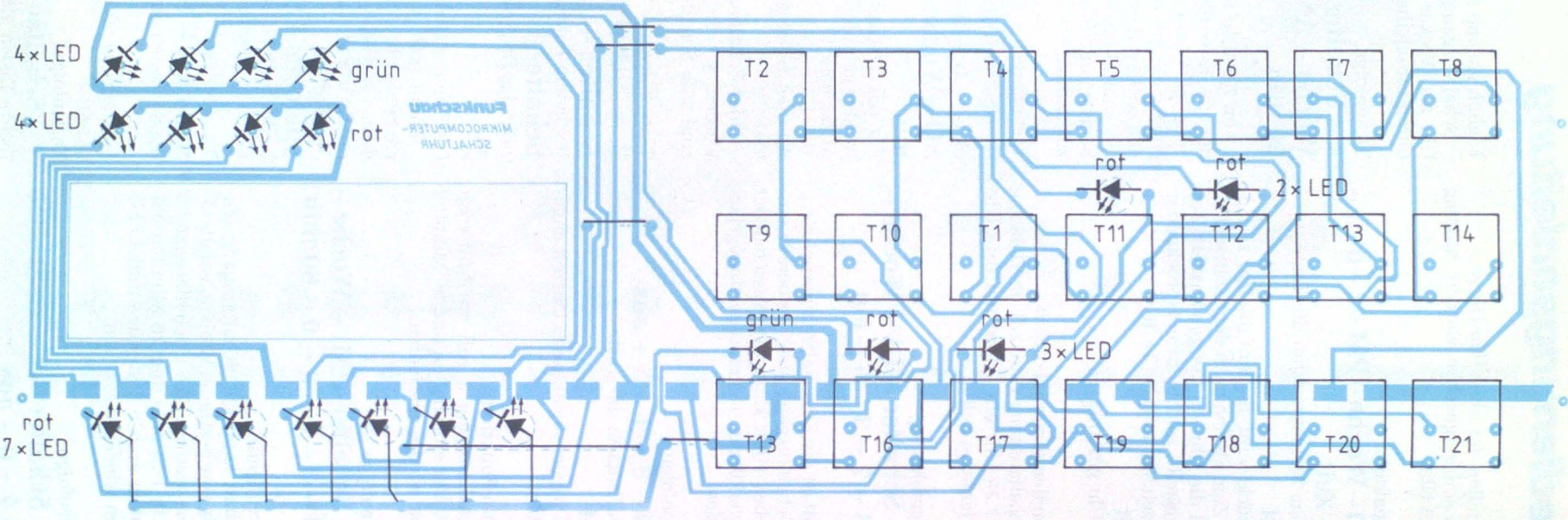


Bild 9. Bestückungsplan für die Frontplatte in Bild 8. Die erforderlichen Brücken sind auf der Leiterbahnseite mit isoliertem Draht herzustellen

Dipl.-Ing. Joachim Feld

RMS-Konverter

Für die Messung von Wechselspannungen und -strömen existieren zwei Verfahren: Mittelwertbildung und echte Effektivwertmessung, im angelsächsischen Sprachgebrauch true RMS genannt.

Bei einem zu messenden Eingangssignal, das aus Grundwelle und Oberwellen besteht, liefert die Mittelwertbildung eine Ausgangsspannung, die auch von der Phase der Oberwellen abhängt.

Der Fehler, der mit der Mittelwertbildung gemacht wird, kann dabei beträchtlich werden. Wenn die 3. Oberwelle mit 10% der Grundwelle vertreten ist, kann z. B. der Fehler je nach der Phasenlage bis zu 3,5% betragen. Er steigt, je höher der Oberwellengehalt ist. Bei Rauschspannungen schließlich, dem Spezialfall, bei dem alle Spektralanteile vertreten sind, führt nur noch die Messung über true RMS zu einem sinnvollen Ergebnis.

Meßverfahren für true RMS

Ältere Verfahren funktionieren auf dem Prinzip der Umwandlung der zu messenden Spannung in Wärme, diese wird dann über ein Thermoelement in eine proportionale Gleichspannung umgewandelt. Da die erzeugte Wärme nur von der Energie des Signales abhängt und diese von allen Spektralanteilen zusammen geliefert wird, erhält man so eine Gleichspannung, die unabhängig von der Phase der Oberwellen und damit von der Kurvenform ist.

Der Nachteil eines solchen Verfahrens besteht in der Empfindlichkeit des Thermoelementes gegen Überlastung, dem mechanisch schwierigen Aufbau und der langen Einschwingzeit, da erst eine bestimmte Masse aufgeheizt werden muß. Seit kurzem existieren aber auch preiswerte ICs, die die Funktion true RMS (Root Mean Square) elektronisch in einem eingeschränkten Frequenzbereich nachbilden, z. B. das IC AD536 von Analog Devices, mit dem der nachfolgend beschriebene Konverter arbeitet.

Schaltungsbeschreibung

Das IC AD536 bildet mit hoher Genauigkeit die RMS-Funktion nach. Da die Genauigkeit aber bei Eingangsspannungen unter 100 mV stark abnimmt, wurde ein AC-Verstärker mit einer ca. 10fachen Verstärkung vorgeschaltet und das Ausgangsgleichspan-

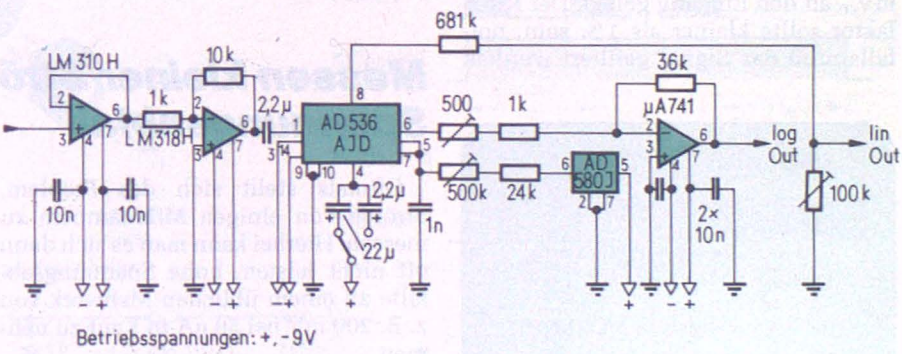
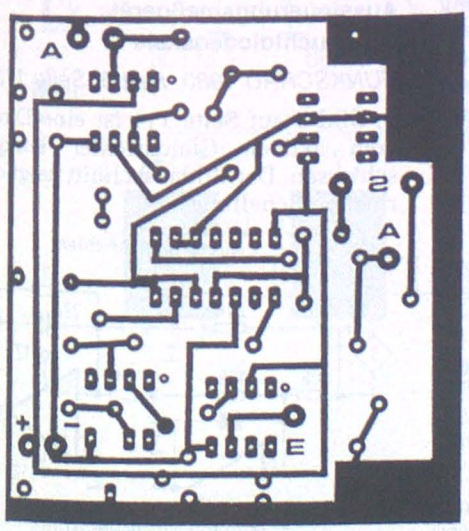


Bild 1. Schaltung des RMS-Konverters



◄ Bild 2. Platinenlayout

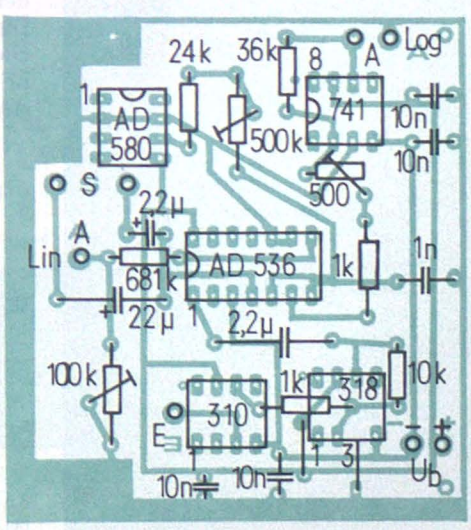


Bild 3. ► Bestückungsplan

Meßergebnisse

Eingangsimpedanz:	10^{12} Ω, parallel 3 pF
Frequenzbereich:	20 Hz...100 kHz bei 1 % Fehler und Crest Faktor 6
Bandbreite des Vorverstärkers:	8 Hz...2,5 MHz
Maximale Ausgangsspannung U_{ss}:	12 V
Umsatzfaktor:	0...200 mV_{eff} werden in 0...200 mV DC umgewandelt

nungssignal um den gleichen Faktor abgeschwächt (*Bild 1*). Um schließlich den Konverter direkt an einen hochohmigen Eingangsteiler anschließen zu können, wurde ein Impedanzwandler vorgeschaltet.

An dem Ausgang des AD536 sind noch zwei weitere ICs angeschlossen, mit denen sich eine logarithmische Übertragungsfunktion einstellen läßt.

Abgleich

Zum Abgleich des Verstärkers wird ein sinusförmiges Signal von 100...200 mV_{eff} an den Eingang gelegt. Der Klirrfaktor sollte kleiner als 1 % sein, notfalls muß das Signal gefiltert werden; die Frequenz liegt bei ca. 1 kHz. Die Amplitude kann mit einem Oszilloskop gemessen werden. Nun wird das 100-kΩ-Poti am Ausgangsabschwächer so eingestellt, daß die Ausgangsgleichspannung genau dem Effektivwert der Eingangsspannung entspricht.

Der Abgleich des logarithmischen Ausganges geht folgendermaßen vor sich: Ein Eingangssignal von 200 mV_{eff} wird an den Eingang gelegt, und mit dem 500-kΩ-Poti der logarithmische Ausgang auf 0 V eingestellt. Bei einer Eingangsspannung von 20 mV_{eff} muß dann mit dem 500-Ω-Poti der Ausgang auf –2 V abgeglichen werden. Sowohl der Nullpunkt als auch der Umsetzfaktor sind – in den Grenzen des Dynamikbereiches des Vorverstärkers – frei wählbar.

Aufbau

Der RMS-Konverter ist auf einer einseitig kaschierten Platine (*Bild 2*) aufgebaut. Den Bestückungsplan zeigt *Bild 3*. Die Abmessungen der Platine wurden denen eines $3^1/_2$stelligen Digitalvoltmeters angepaßt, so daß die beiden Platinen in Sandwichbauweise zusammenmontiert werden können. Alle Potis sind 10-Gang-Ausführungen; die Widerstände 1 %, 1/25 W, Metallfilm; alle Kondensatoren müssen für 15 V Betriebsspannung ausgelegt sein, der 2,2-µF-Kondensator zum Anschluß 1 des AD536 muß eine bipolare Ausführung sein. Einige Platinen sind noch beim Verfasser (Adlerstraße 72, 7030 Böblingen) erhältlich.

Stückliste:

ICs:
LM 310 H
(LM 302, bei Layoutänderung auch LF 157)
LM 318 H
(bei Layoutänderung auch LF 157)
AD 536 AJD
AD 580 J
µA 741

Bei Verwendung der Ersatztypen kann die Eingangskapazität nicht mehr garantiert werden.

Spindeltrimmer:
500 Ω
100 kΩ
500 kΩ

Metallfilmwiderstände (1 %):
1 kΩ
10 kΩ
24 kΩ
36 kΩ
681 kΩ

Kondensatoren:
1 nF
10 nF (4x)
2,2 µF bipolar
2,2 µF Elko/16 V
22 µF Elko/16 V

Literatur

[1] Hewlett Packard Application Note 124: TRUE RMS MEASUREMENTS

[2] Analog Devices Data Acquisition Products Catalog

[3] National Linear Databook

Stichworte zum Inhalt

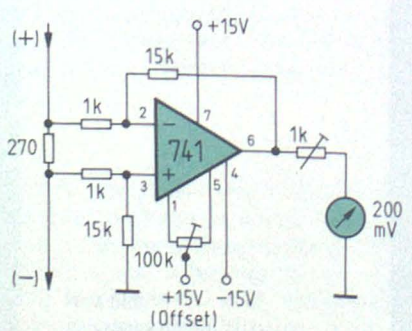
Wechselspannungsmessung, Mittelwertbildung, echte Effektivwertmessung, true RMS, AD 536

Messen kleiner Ströme mit niedrigem Spannungsabfall

Oftmals stellt sich das Problem, Ströme von einigen Mikroampere zu messen. Hierbei kann man es sich dann oft nicht leisten, hohe Spannungsabfälle an einem üblichen Meßwerk von z. B. 200 mV bei 50 µA in Kauf zu nehmen.

Die gezeigte Schaltung macht es möglich, 50 µA bei einem Spannungsabfall von 13 mV an Shunt zu messen. Der Widerstand von 270 Ω liefert eine dem Strom proportionale Spannung. Diese Spannung wird mit einem einfachen Operationsverstärker (741 oder LF 356) verstärkt und dem Anzeigeinstrument zugeführt. Es handelt sich also um die „klassische" Schaltung eines Differenzverstärkers.

Der Widerstand wird so ausgelegt, daß bei Vollausschlag des Instruments 13 mV an ihm abfallen. Als Instrument wird ein Typ mit 200 mV Vollausschlag gewählt. Die Versorgung der Schaltung muß stabil sein. *Manfred Kurth*



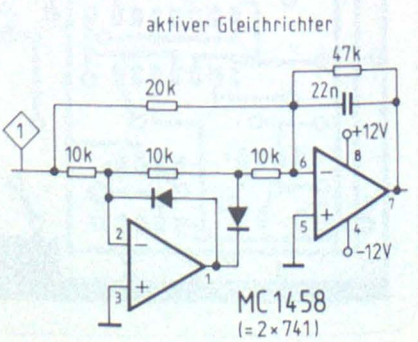
An dem Shunt von 270 Ω fallen nur noch 13 mV bei einem Meßstrom von 50 µA ab gegenüber 200 mV bei einem üblichen Meßwerk

Berichtigung

Aussteuerungsmeßgerät mit Leuchtdiodenskala

FUNKSCHAU 1980, Heft 6, Seite 113

In Bild 3 auf Seite 114 ist eine Diode vom aktiven Gleichrichter kurzgeschlossen. Der Bildausschnitt zeigt die richtige Schaltung.



Telefonklingel-Fernschalter

Mit diesem Gerät können elektrische Apparate oder Maschinen per Telefonklingel ein- oder ausgeschaltet werden. Es nimmt akustische oder magnetische Klingelsignale auf, zählt diese und schaltet nach Empfang einer bestimmten Zahl ein Gerät, z. B. eine elektrische Heizung, ein Tonbandgerät oder einen Videorecorder, in einen vorwählbaren Zustand, also ein oder aus.

Natürlich muß ein solches Gerät, das nur auf Klingelsignale reagiert, gegen unbeabsichtigtes Umschalten gesichert werden. Das wird mit verschiedenen Methoden erreicht:

1. Eine bestimmte Mindestanzahl von Klingelsignalen ist notwendig. Beim beschriebenen Gerät sind das entweder 10 oder 16, was schon eine recht lange Zeit ist und in den meisten Fällen wohl ausreichen wird, aber noch gesteigert werden könnte.
2. Mehrere kurze, unabhängige Klingelsignale dürfen sich nicht aufsummieren. Das wird beim Gerät dadurch vermieden, daß es nach jedem Anruf zurückgesetzt wird.

Benutzt wird der Telefonklingel-Fernschalter auf folgende Weise: Die Kopplung mit dem Telefonapparat ist nur akustisch oder magnetisch, so daß keine Eingriffe in den Apparat vorgenommen werden müssen. Der Fernschalter wird mit dem zu schaltenden Gerät verbunden und in den Aus- oder Anzustand versetzt. Der Fernschalter

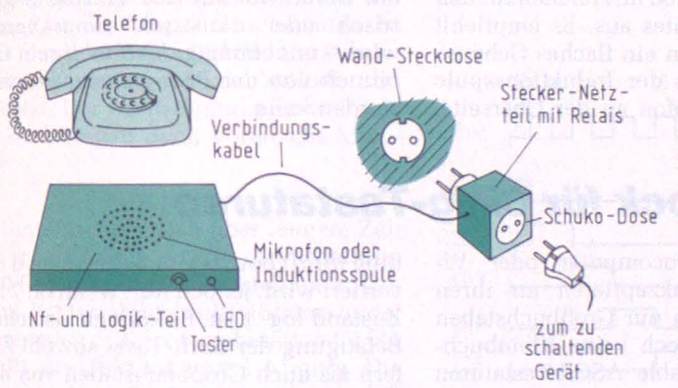


Bild 1. Aufbaumöglichkeit für den Telefonklingel-Fernschalter

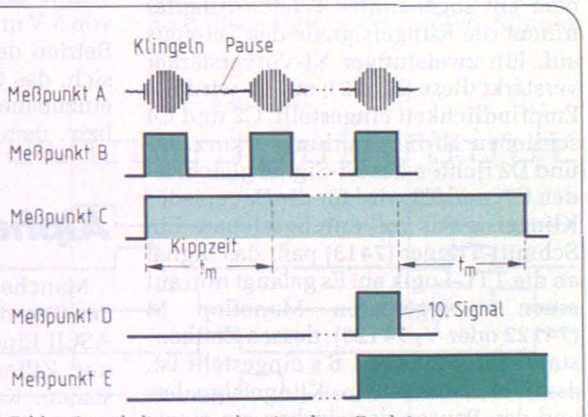


Bild 3. Impulsdiagramm der einzelnen Funktionsgruppen

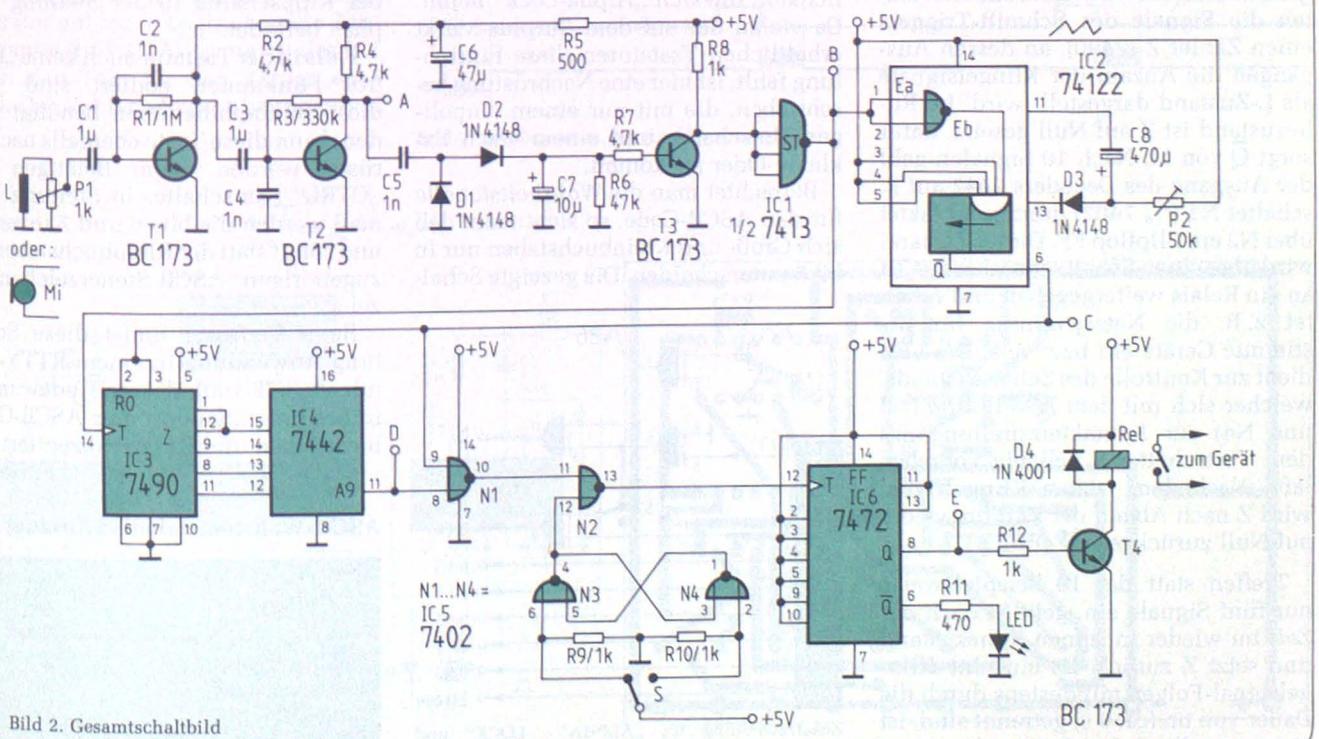


Bild 2. Gesamtschaltbild

wird neben oder unter dem Telefon aufgestellt (*Bild 1*).

Jetzt kann man zum notwendigen Zeitpunkt die Telefonnummer anrufen, die Zahl der Klingelsignale mitzählen und damit das Gerät schalten. Durch erneuten Anruf in gleicher Weise kann es auch wieder umgeschaltet werden.

Bei einer Länge der Klingelsignale von ca. 1 s mit Pausendauer von 4 s bedeuten 10 Klingelsignale schon 50 s. Erfahrungsgemäß gibt es ein Anrufer schon nach fünfmaligem Klingeln auf, wenn bis dahin nicht abgenommen wird. Damit wäre die Benutzung des Fernschalters schon ziemlich sicher, trotzdem läßt sich die Zahl der notwendigen Signale noch beliebig erhöhen, wenn das für notwendig erachtet wird.

Schaltungsbeschreibung

Ein Mikrofon, eine Induktionsspule oder ein sogenannter Telefon-Adapter nimmt die Klingelsignale des Telefons auf. Ein zweistufiger Nf-Vorverstärker verstärkt diese (*Bild 2*); mit P1 wird die Empfindlichkeit eingestellt, C2 und C4 schließen Hf-Einstrahlungen kurz. D1 und D2 richten das Nf-Signal gleich, laden C7, und T3 wird für die Dauer jedes Klingelsignals voll durchgesteuert. Ein Schmitt-Trigger (7413) paßt das Signal an die TTL-Logik an. Es gelangt nun auf einen retriggerbaren Monoflop M (74122 oder $^1/_2$ 74123), dessen Zeitkonstante mit P2 auf ca. 6 s eingestellt ist, damit aus einzelnen Klingelsignalen und den Pausen dazwischen ein einziges Dauersignal wird. Zum anderen takten die Signale des Schmitt-Triggers einen Zähler Z (7490), an dessen Ausgängen die Anzahl der Klingelsignale als L-Zustand dargestellt wird. Im Ruhezustand ist Z auf Null gesetzt, dafür sorgt $\overline{Q}$ von M. Nach 10 Signalen geht der Ausgang des Decoders 7442 auf L, schaltet N1 ($^1/_4$ 7402) durch und taktet über N2 ein Flipflop FF. Dieser Zustand wird über einen Schaltverstärker mit T4 an ein Relais weitergegeben und schaltet z. B. die Netzspannung für bestimmte Geräte ein bzw. aus. Die LED dient zur Kontrolle des Schaltzustands, welcher sich mit dem RS-Flipflop (N3 und N4) zur Kontaktentprellung mit dem Tastschalter S beliebig vorgeben läßt. Nach dem letzten Klingelsignal wird Z nach Ablauf der Zeit tm wieder auf Null zurückgesetzt (*Bild 3*).

Treffen statt der 10 beispielsweise nur fünf Signale ein, geht M nach der Zeit tm wieder in seinen Ruhezustand und setzt Z zurück. Da einzelne Klingelsignal-Folgen mindestens durch die Dauer von tm (ca. 6 s) getrennt sind, ist sichergestellt, daß sich Klingelzeichen verschiedener Anrufe nicht aufsummieren können.

Die Schaltung zählt bei diesem Aufbau das erste Signal nicht mit, weil M mit der abfallenden Flanke getriggert wird. Erst wenn das erste Signal beendet ist, kann das folgende Signal Z triggern.

Erweiterungen

Eine Erhöhung der zum Umschalten benötigten Klingelsignale von 10 auf 16 läßt sich erreichen, wenn statt des 10er-Zählers 7490 und des Decodierers 7442 der 16er-Zähler 7493 mit dem Demultiplexer 74154 verwendet wird. Andere, höhere Zahlen sind durch Kaskadierung von Zählern und Demultiplexern möglich.

Aufbau

Eine stabilisierte Betriebsspannung von 5 V und ca. 200 mA reichen für den Betrieb des Gerätes aus. Es empfiehlt sich, das Gerät in ein flaches Gehäuse einzubauen, mit der Induktionsspule bzw. dem Mikrofon an der Oberseite, damit es unter den Telefonapparat gestellt werden kann.

Da das Gerät auch auf Brummen oder Hf-Einstrahlung reagieren kann, müssen ein abgeschirmtes Gehäuse und Hf-Ableitungskondensatoren vorgesehen werden. Wird ein Mikrofon verwendet, muß sichergestellt werden, daß Störgeräusche (Autolärm, Geschrei, Musik oder Türklingeln!) das Gerät nicht schalten können. Aber da das Telefonklingeln nah am Mikrofon bedeutend lauter ist als andere Geräusche, wird das bei entsprechender Einstellung von P1 kaum Probleme bereiten.

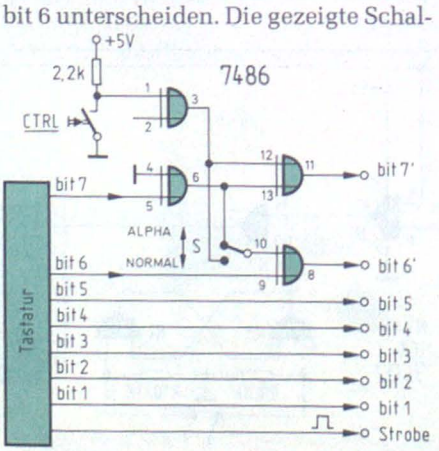
Anmerkung der Redaktion

Wie uns die Deutsche Bundespost auf Anfrage mitteilte, ist die Verwendung der hier beschriebenen Einrichtung nur innerhalb von Nebenstellenanlagen zulässig; denn es handelt sich ja hier um ein Gerät, das an das Telefon „elektrisch oder akustisch" angekoppelt wird – unabhängig davon, ob sein Gebrauch von der Post jemals überprüft werden kann.

Alpha-Lock für Billig-Tastaturen

Manche Mikrocomputer oder Video-Terminals akzeptieren an ihren ASCII-Eingängen nur Großbuchstaben und Ziffern, jedoch keine Kleinbuchstaben. Komfortable ASCII-Tastaturen besitzen hierfür eine Umschaltmöglichkeit, die sich „Alpha-Lock" nennt. Da vielen der auf dem Surplus-Markt erhältlichen Tastaturen diese Einrichtung fehlt, ist hier eine Nachrüstung beschrieben, die mit nur einem einpoligen Umschalter und einem 4fach Exklusiv-Oder auskommt.

Betrachtet man die *Wahrheitstabelle* für den ASCII-Code, so sieht man, daß sich Groß- und Kleinbuchstaben nur in bit 6 unterscheiden. Die gezeigte Schaltung (*Bild*) bewirkt, daß dieses bit 6 invertiert wird, jedoch nur, wenn bit 7 im Zustand log. 1 ist. Es können also ohne Betätigung der Shift-Taste sowohl Ziffern als auch Großbuchstaben von der Tastatur gesendet werden, wenn sich der Kippschalter in der Stellung „Alpha" befindet.



Zusatzschaltung für „ALPHA – LOCK" und „CTRL"

Falls in der Tastatur auch keine „Control"-Funktionen codiert sind, aber diese Bitkombinationen benötigt werden, kann diese Taste ebenfalls nachgerüstet werden. Beim Betätigen von „CTRL" (Umschalter in Stellung Normal) werden die bits 6 und 7 invertiert und somit statt der Kleinbuchstaben die zugehörigen ASCII-Steuerzeichen erzeugt.

Beim Verfasser findet diese Schaltung Anwendung in einem RTTY-Terminal (SCT-100), dessen Codewandler in Stellung „Baudot" nur ASCII-Großbuchstaben und Ziffern akzeptiert.

F. Harder

ASCII-Wahrheitstabelle (Auszug)

ASCII-Zeichen	bit 7	bit 6
Großbuchstaben	1	0
Kleinbuchstaben	1	1
Ziffern/Zeichen	0	1
Steuerzeichen (CTRL)	0	0

Wolfgang Gregorczyk

8-Minuten-Takt-Überwachung

Das Gerät dient zur Überwachung des Acht-Minuten-Taktes beim Telefon, der in naher Zukunft eingeführt wird. Die acht Minuten werden durch acht Leuchtdioden angezeigt. Das Gerät wird beim Zustandekommen der Verbindung eingeschaltet. Der durch die Post mitgelieferte Zeitfehler von maximal 30 s beim ersten Takt wurde bei dieser Schaltung mit berücksichtigt.

Der erste Acht-Minuten-Takt dauert bei diesem Gerät nur $7^1/_2$ Minuten, d. h. Leuchtdiode LD1 leuchtet beim Einschalten 30 s. (Je nach Ladezustand des Kondensators C1.) Die achte Minute wird durch Blinken der Leuchtdiode LD8 angezeigt. Man hat dann eine Minute Zeit, das Gespräch zu beenden. Ist das nicht der Fall, wird das Gerät automatisch wieder auf Leuchtdiode LD1 gesetzt. Der nächste und alle weiteren Takte betragen dann volle acht Minuten.

Um Batteriebetrieb über längere Zeit zu ermöglichen, wurde die Schaltung (*Bild 1*) mit CMOS-Bausteinen aufgebaut. IC1 (astabiler Multivibrator) bildet zusammen mit der Kombination C1/R1 + P1 die Taktzeit von 1 Minute. Die Kombination R2/C2 dient dazu, daß beim Einschalten des Gerätes der Multivibrator mit log. 0 beginnt (siehe Zeitdiagramm *Bild 2*). Ausgang 10 des IC1 liefert den Takt für den Zähler 4017 (IC4). Der Zähler schaltet bei positiver Flanke. Die Leuchtdioden (handelsübliche 20-mA-Typen) können direkt an die Ausgänge des Dekadenzählers angeschlossen werden. Ausgang 6 von IC4 steuert den Blinkgenerator IC3 (Vierfach-NAND-Gatter mit je 2 Eingängen) an.

Die Leuchtdiode LD8 wird an Pin 3 des IC3 angeschlossen. Mit der Kombination R4/R5/C4 wird die Blinkfrequenz eingestellt. Das IC2 (Vierfach-NOR-Gatter mit je 2 Eingängen) dient zum Rücksetzen des Dekadenzählers nach Beendigung der achten Minute.

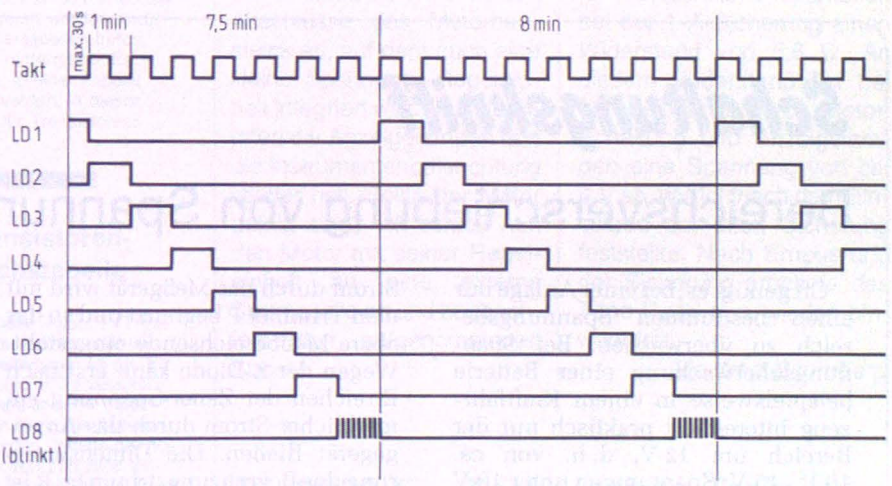


Bild 2. Zeitdiagramm der einzelnen Takte

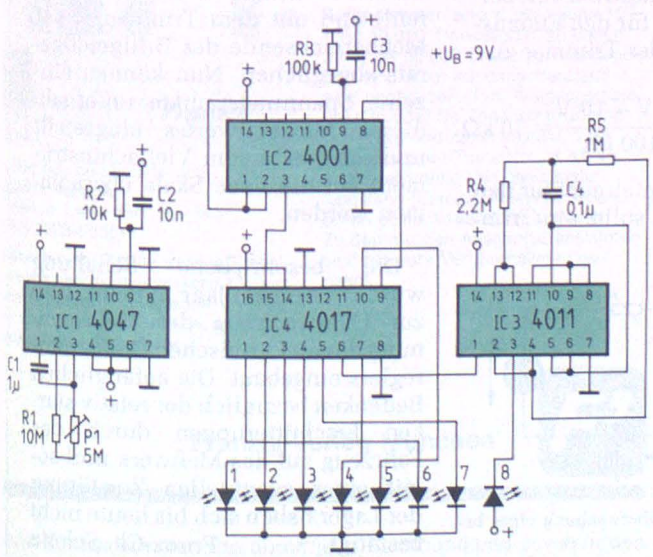


Bild 1. Gesamtschaltung zur Überwachung des Acht-Minuten-Taktes

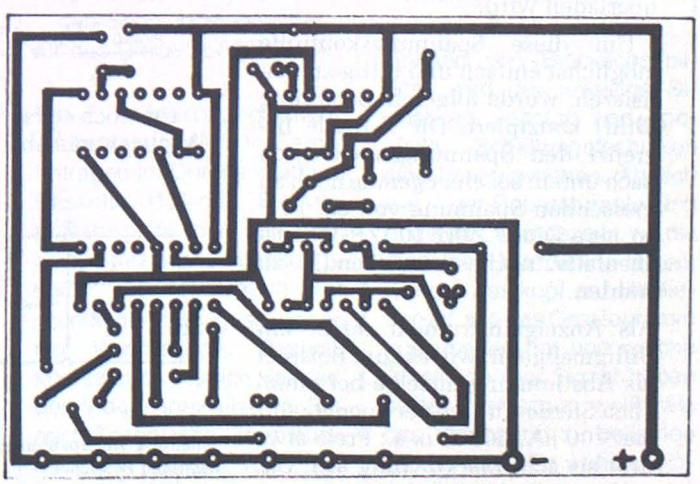


Bild 3. Vorschlag für ein Platinenlayout

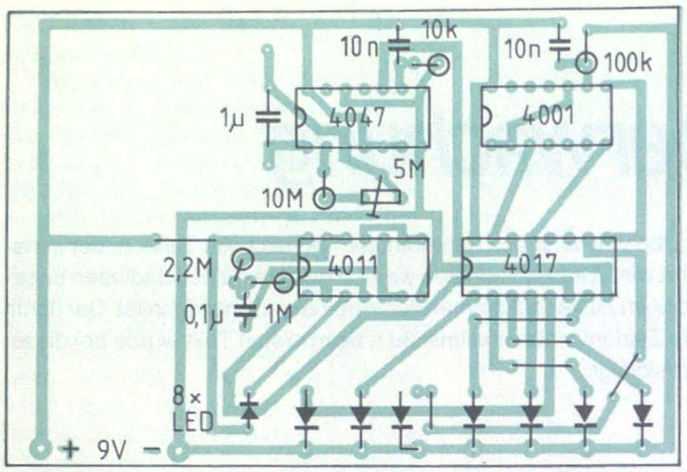


Bild 4.
Bestückungsplan

Mit R3/C3 wird der Dekadenzähler beim Einschalten des Gerätes auf Leuchtdiode LD1 gesetzt.

Zur Spannungversorgung dient eine 9-V-Batterie. Als Gehäuse kann jedes handelsübliche Kleingehäuse entsprechend den Abmessungen der Platine in *Bild 3* verwendet werden. Den Bestükkungsplan zeigt *Bild 4*. Die 9-V-Blockbatterie kann mit einem Gummi auf der Platine befestigt werden.

Reklamationen?!

Für alle, die sich vom Elektronik-Fachhandel ungerecht behandelt fühlen, gibt es jetzt eine „Klagemauer": Der Bundesverband des Elektronik-Fachhandels e.V. (b.e.f.) schuf eine Reklamationsabteilung, an die man sich zwecks Schlichtung wenden kann. Sollten Sie also mit Lieferungen von Bauelemente-Versandhändlern unzufrieden sein oder sollte Ihnen der Elektronikhändler um die Ecke hundert Transistoren verkauft haben, von denen keine zehn funktionieren, so wenden Sie sich getrost an den b.e.f., Ammerseestraße 99, 8021 Neuried bei München. Alternativ können Sie Ihre Reklamation auch an die Redaktion der FUNKSCHAU senden – wir leiten sie dann gerne weiter.

Schaltungskniff

Bereichsverschiebung von Spannungsmeßgeräten

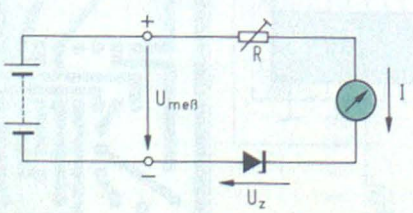
Oft genügt es, bei einer Anlage nur einen bestimmten Spannungsbereich zu überwachen. Bei Spannungsüberwachung einer Batterie beispielsweise in einem Kraftfahrzeug interessiert praktisch nur der Bereich um 12 V, d. h. von ca. 10 V...15 V. Spannungen unter 10 V sind für eine Überwachung ebenso bedeutungslos wie Werte über 15 V, da im einen Fall die Batterie bereits „leer" ist und im anderen schädlich überladen wird.

Um diese Spannungskontrolle möglichst einfach und billig zu realisieren, wurde folgende Schaltung (*Bild*) konzipiert. Die Z-Diode begrenzt den Spannungsmeßbereich nach unten; bei einer gerade noch zu messenden Spannung von ca. 10 V ist eine Diode ZPD 10 (ZPD 11 ist ebenfalls noch ausreichend!) zu wählen.

Als Anzeigeinstrument reicht ein Billigmeßgerät, wie es zum Beispiel als Abstimmungsanzeige bei einfachen Stereo-Tunern verwendet wird (ca. 100 µA, 500 Ω o. ä.; Preis etwa drei bis acht Mark), völlig aus. Der Strom durch das Meßgerät wird mit dem Trimmer P begrenzt und so das obere Meßbereichsende eingestellt. Wegen der Z-Diode kann erst nach Erreichen der Zener-Spannung ein merklicher Strom durch das Anzeigegerät fließen. Die Dimensionierung des Begrenzungstrimmers R ist denkbar einfach; bei einem maximal zulässigen Meßgerätestrom von beispielsweise 100 µA für den Endausschlag ergibt sich der Trimmer zu

$$R = \frac{U_{meß} - U_Z}{I_{max}} = \frac{15\ V - 10\ V}{100\ \mu A} = 50\ k\Omega$$

Um noch etwas Spielraum für den Abgleich zu haben, sollte ein Trimmer mit dem nächst höheren Wert (hier also 100 kΩ) verwendet werden.



Schaltung zur Spannungsüberwachung eines bestimmten Bereiches

Die Eichung des Meßgerätes ist denkbar einfach. Mit Hilfe einer einstellbaren Gleichspannung wird die später gerade noch zu messende Maximalspannung eingestellt (mit Vielfachmeßgerät o. ä. kontrollieren!) und mit dem Trimmer R auf Meßbereichsende des Billigmeßgeräts abgeglichen. Nun können einzelne Spannungspunkte unterhalb dieses Maximalwertes eingestellt und die Werte vom Vielfachinstrument auf die neue Skala übernommen werden.

Die beschriebene Schaltung wurde vor einem Jahr in mein Auto zur Überwachung der Ladespannung des elektronischen Drehstromreglers eingebaut. Die anfänglichen Bedenken bezüglich der relativ starken Erschütterungen durch das Fahrzeug auf das Meßwerk und somit einer eventuellen Zerstörung der Lager haben sich bis heute nicht bestätigt.

Franz-Ch. Schötz

Panorama-Empfänger mit Trackingzusatz

1. Teil

Anhand dieser mehrteiligen Bauanleitung kann ein Gerät gebaut werden, das es ermöglicht, die Signale des 2-m-Amateurbandes auf dem Bildschirm eines Oszilloskops darzustellen. Im vorigen Heft wurde bereits das Funktionsprinzip der Gesamtschaltung beschrieben. Dieser Teil enthält die Anleitung für den Vorverstärker, den Frequenzmarkengeber und das Netzteil. An Meßgeräten muß ein Oszilloskop mit X-Y-Eingängen (Eingangsempfindlichkeit min. 0,5 V/cm) und ein Frequenzzähler für das 2-m-Band mit 2 mV Eingangsempfindlichkeit vorhanden sein. Das Gerät wird auch als Bausatz erhältlich sein.

Der Vorverstärker FV-C

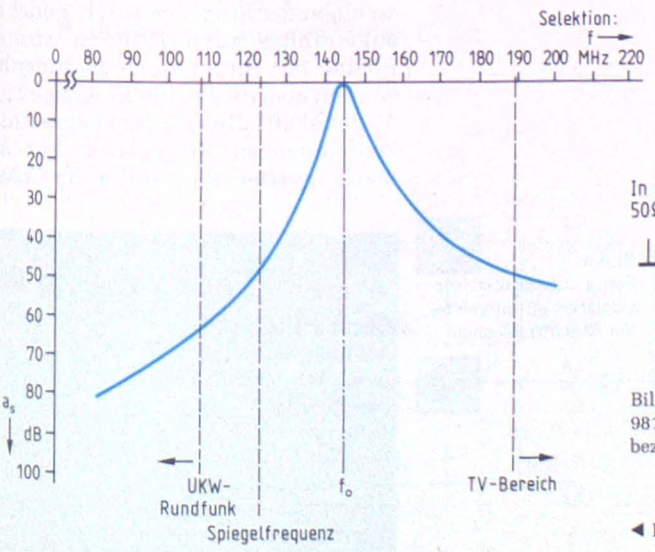
Der Baustein FV-C sorgt für die Vorverstärkung des Eingangssignals, bevor es den Mischer erreicht. Dadurch geht die recht hohe Rauschzahl des Mischers kaum mehr in die Gesamtrauschzahl ein, und der Empfänger erreicht eine dem Stand der Technik entsprechende Empfindlichkeit. Durch den selektiven Aufbau des Vorverstärkers wird dieser und auch der Mischer von starken Signalen aus dem kommerziellen Sprechfunk- und dem Rundfunkband entlastet. Außerdem wird die Spiegelfrequenz ausreichend unterdrückt (*Bild 1*). Eine weitere Erhöhung der Spiegelfrequenzdämpfung und der Selektivität kann durch das Einschleifen eines zusätzlichen Filters zwischen Vorverstärker und Mischer erreicht werden. Mit einem zweikreisigen Filter mit Saugkreis läßt sich die Spiegelfrequenzdämpfung um etwa 50 dB erhöhen. Diese Maßnahme ist jedoch nur in extremen Fällen nötig.

Schaltungsbeschreibung

L 1 und L 2 bilden mit den dazugehörigen Schwingkreiskondensatoren ein zweikreisiges Bandpaßfilter (*Bild 2*). Die Einkopplung von L 2 erfolgt auf das Gate 1 des BF 900 (mit dem BF 981 werden etwas bessere Werte erzielt). Über Gate 2 kann die Verstärkung mit einer variablen Vorspannung in weiten Grenzen verändert werden. L 3 und C 9 sorgen für die Transformation des Transistor-Ausgangswiderstandes auf 50 Ω. Außerdem vermindern sie durch Selektion das Rauschen auf der Spiegelfrequenz. Der Aufbau erfolgt auf einer Platine nach *Bild 3*. Aufgaben zu den Spulen können dem Bestückungsplan (*Bild 4*) entnommen werden.

Abgleich

C 1, C 5 und L 3 werden auf maximale Verstärkung abgeglichen. Damit lassen sich brauchbare Ergebnisse erzielen. Ein optimaler Abgleich ist jedoch nur an einem Wobbelmeßplatz möglich. Dabei werden die Kreise auf möglichst konstante Verstärkung im 2-m-Band abgeglichen. *Tabelle 1* zeigt die Daten des in *Bild 5* zu sehenden Vorverstärkers.



◄ Bild 1. Selektionskurve des Vorverstärkers

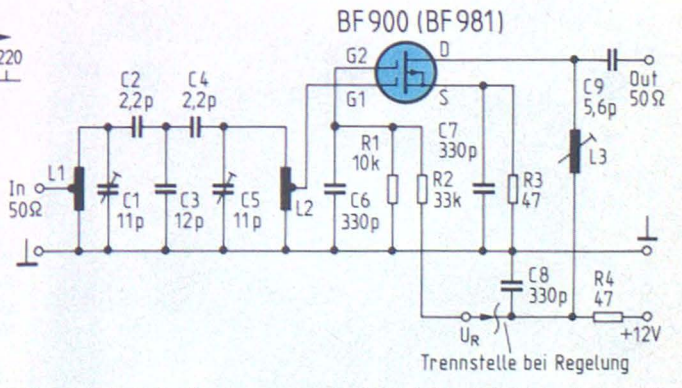
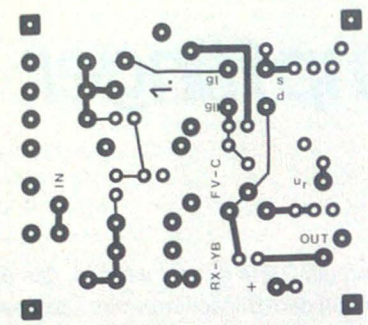


Bild 2. Schaltung für den Vorverstärker FV-C. Wird der BF 900 durch einen BF 981 (gleiche Anschlußbelegung) ersetzt, erreicht man etwas bessere Werte in bezug auf Rauschen und Verstärkung



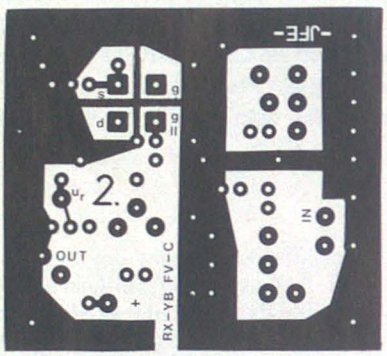
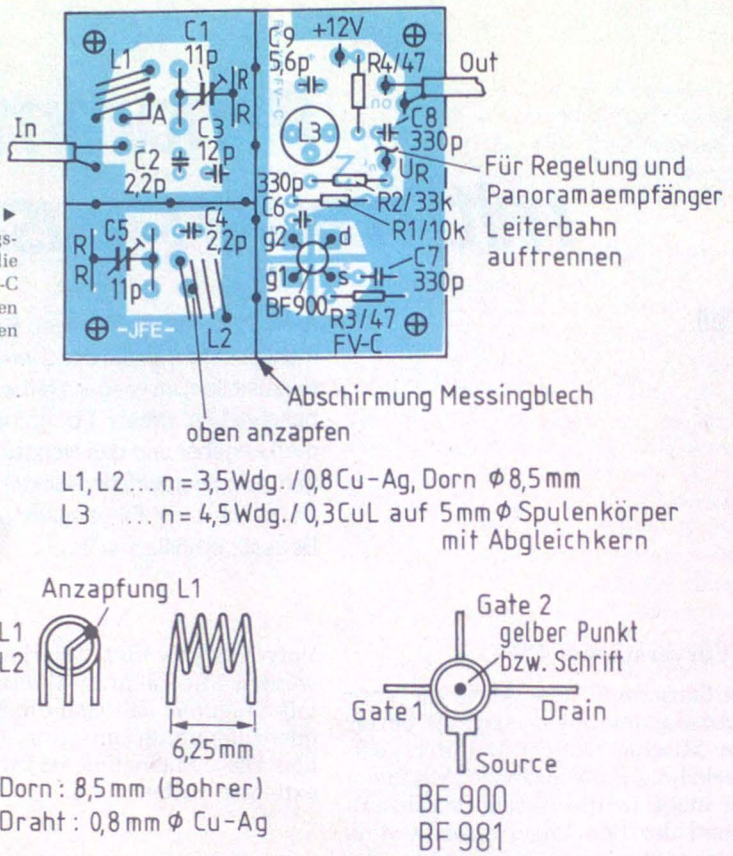


Bild 3. Platine für den Vorverstärker FV-C; oben: Lötseite, unten: Bauteileseite

Bild 4. ▶ Bestückungsplan für die Platine FV-C mit Angaben für die Spulen



Dorn: 8,5 mm (Bohrer)
Draht: 0,8 mm Φ Cu-Ag

BF 900
BF 981

Der Frequenzmarkengeber MKR

Der MKR-Baustein bietet die Möglichkeit, zur frequenzmäßigen Orientierung Marken auf den Bildschirm des Panoramaempfängers einzublenden. Abhängig von dem Eingang, an den die Betriebsspannung angelegt wird, liefert der Baustein Eichmarken entweder jedes MHz oder Oberwellen von 1 MHz + 100 kHz oder 1 MHz + 100 kHz + 25 kHz. Hierbei sind die verschiedenen Eichmarken am Bildschirm von der Amplitude her einwandfrei zu unterscheiden.

Schaltungsbeschreibung

Der 1-MHz-Oszillator ist mit einem Inverter des 4049 aufgebaut (*Bild 6*). Das gepufferte 1-MHz-Signal wird dem zweifachen 4-bit-Binärzähler 4520 zugeführt. Der erste Zähler setzt sich selber durch die mit D8 und D9 aufgebaute Decodierschaltung mit dem zehnten Impuls zurück und gibt daher 100-kHz-Impulse ab. Eine weitere Teilung durch 4 mit dem zweiten Zähler liefert die 25-kHz-Impulse. Die drei verschiedenen Ausgangsspektren können durch Anlegen der Betriebsspannung an einen der Eingänge E 1, E 2 oder E 3 angewählt werden. Dadurch wird die Platine mit Strom versorgt, außerdem werden über die Enable-Eingänge 2 und 10 des 4520 fallweise die niederen Markenfrequenzen freigegeben. Für den 6fach Inverter 4049 sollte ein Schalt-

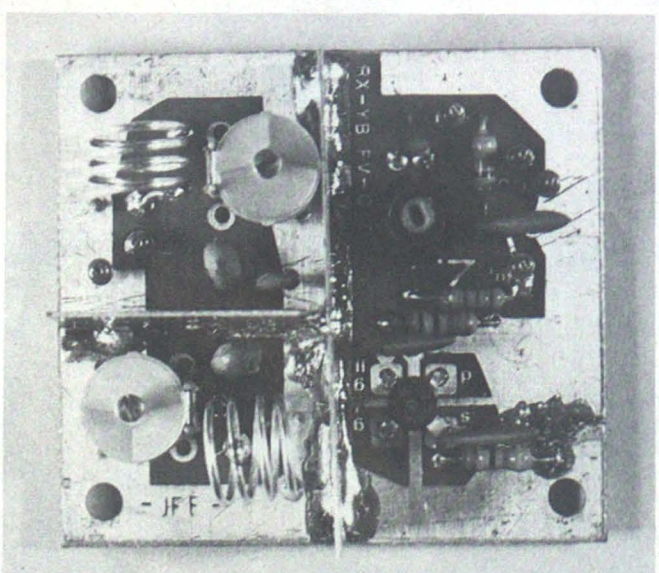


Bild 5. Fertig aufgebauter Vorverstärker mit aufgelöteten Abschirmblechen

Tabelle 1: Technische Daten FV-C (mit BF 900)

Rückflußdämpfung am Eingang (144...146 MHz):	15 dB
Spiegelfrequenzdämpfung:	50 dB
Rundfunkbereichdämpfung:	85 dB
Rauschmaß:	ca. 3,5 dB = 2,2 kTo
Verstärkung:	maximal 20 dB, reduziert auf ca. 18 dB

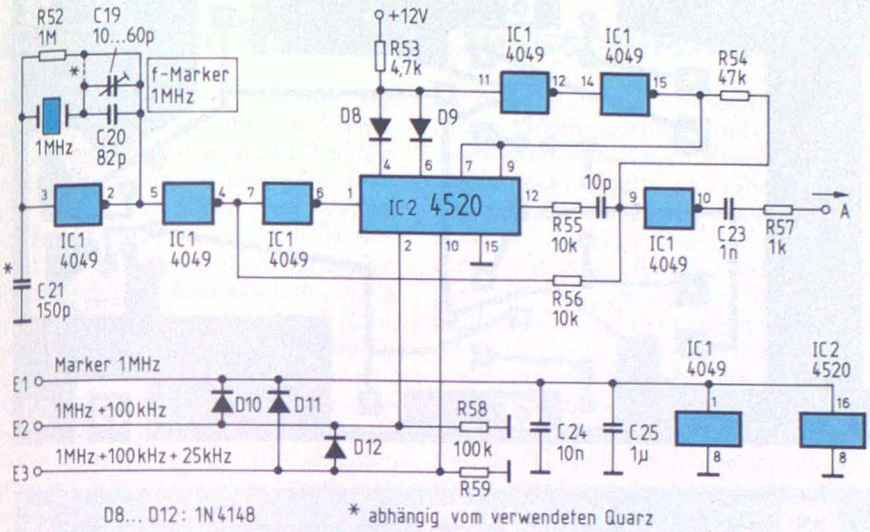
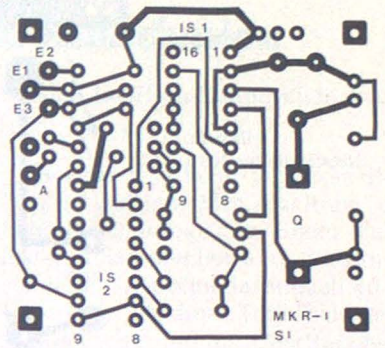


Bild 6. ▲ Schaltung des Frequenzmarkengebers MKR für 1 MHz, 1 MHz + 100 kHz und 1 MHz + 100 kHz + 25 kHz



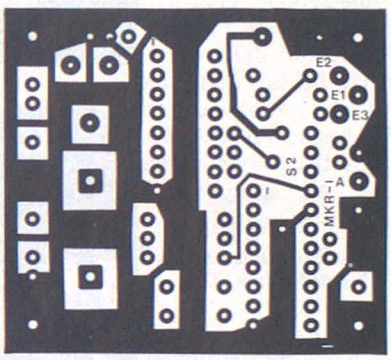
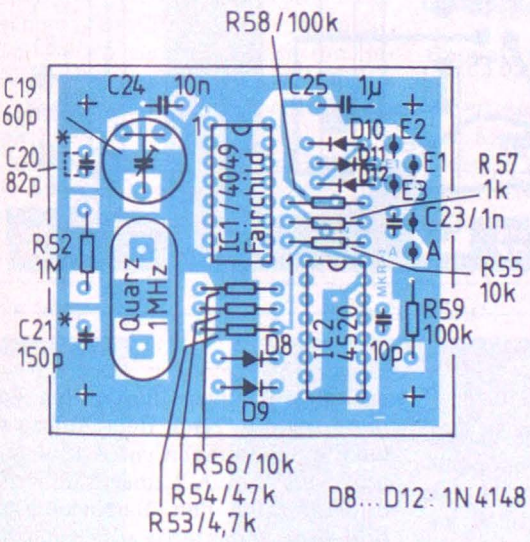


Bild 7. Platine für den Frequenzmarkengeber; oben: Lötseite, unten: Bauteileseite



◄ Bild 8. Bestückungsplan für den Frequenzmarkengeber MKR

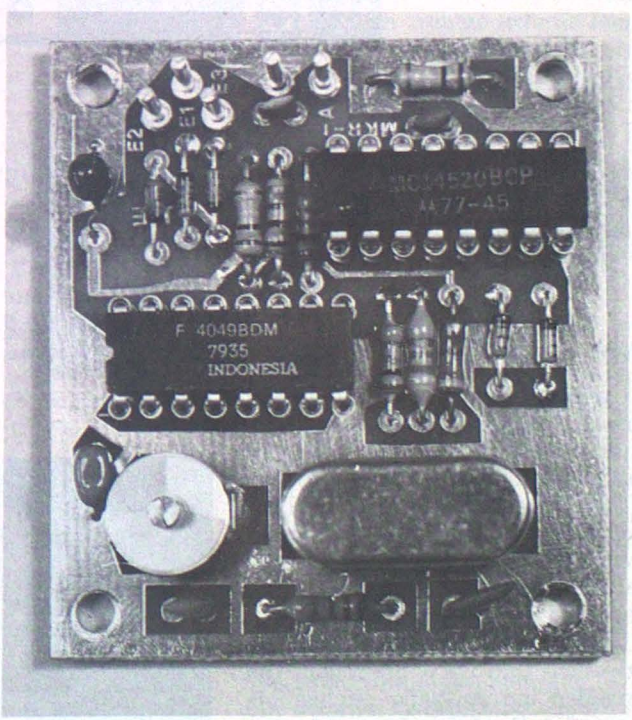
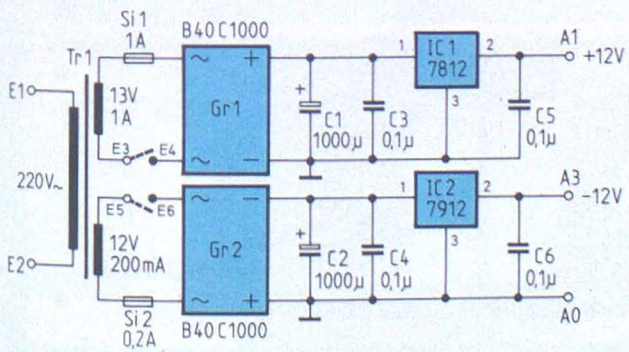


Bild 9. Fertig aufgebauter Frequenzmarkengeber



◄ Bild 10. Schaltung des Netzteils mit ± 12 V

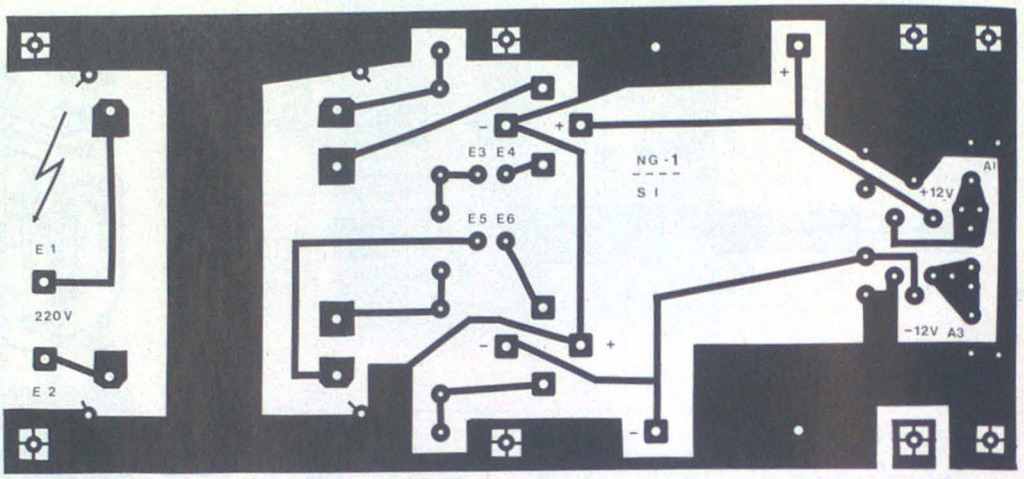


Bild 11. Netzteilplatine NG 1

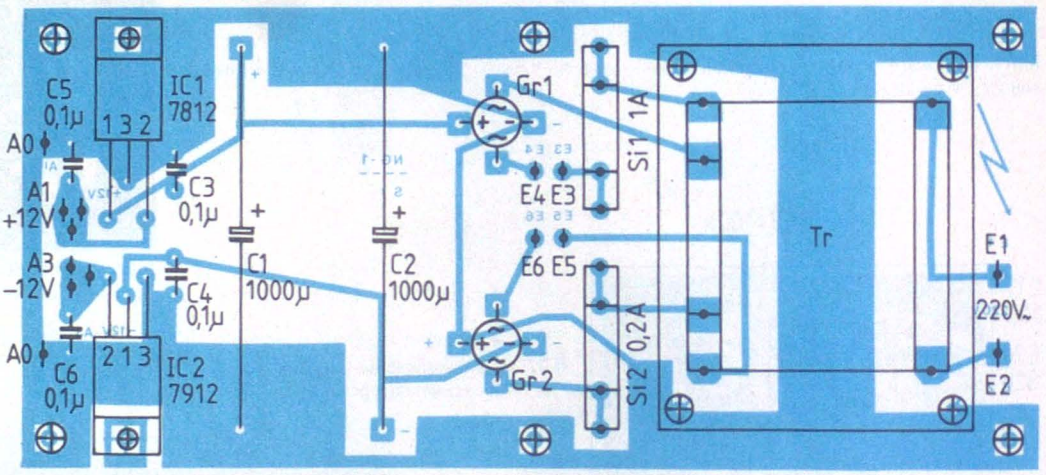


Bild 12. Bestückungsplan zur Netzteilplatine NG 1

kreis von Fairchild verwendet werden. Diese ICs lieferten bei Untersuchungen die steilsten Flanken und damit die meisten Oberwellen. Die *Bilder 7 und 8* zeigen Platine und Bestückungsplan.

Abgleich

E 1 wird mit +12 V verbunden. Mit einem an Ausgang A angeschlossenen Frequenzzähler kann man nun die Quarzfrequenz messen. Diese wird nun mit C 19 auf genau 1 MHz abgeglichen. Je nach Quarz muß eventuell C 21 variiert werden.

Der MKR-Baustein ist universell einsetzbar und eignet sich auch sehr gut zur Überprüfung der Frequenzen bei Kurzwellen- und UKW-Stationen. Die Oberwellen am Ausgang reichen bis über das 2-m-Band. Für 70 cm ist es allerdings notwendig, eine Diode und einen Schwingkreis nachzuschalten, um genügend starke Oberwellen zu erzeugen. *Bild 9* zeigt die fertig aufgebaute MKR-Platine.

Die Netzteilbaugruppe NG 1

Das Netzteil NG 1 liefert die Versorgungsspannungen für den Panoramaempfänger von ±12 V (*Bild 10*). Der Aufbau erfolgt auf einer einseitig kaschierten Platine (*Bild 11*). Die Stabilisierung der Versorgungsspannungen erfolgt mit zwei integrierten Spannungsreglern. Nach dem Aufbau sollten die Spannungen von +12 V an A 1 und −12 V an A 2 überprüft werden. *Bild 12* zeigt den Bestückungsplan, *Bild 13* zeigt das fertig aufgebaute Netzteil.

(Fortsetzung folgt)

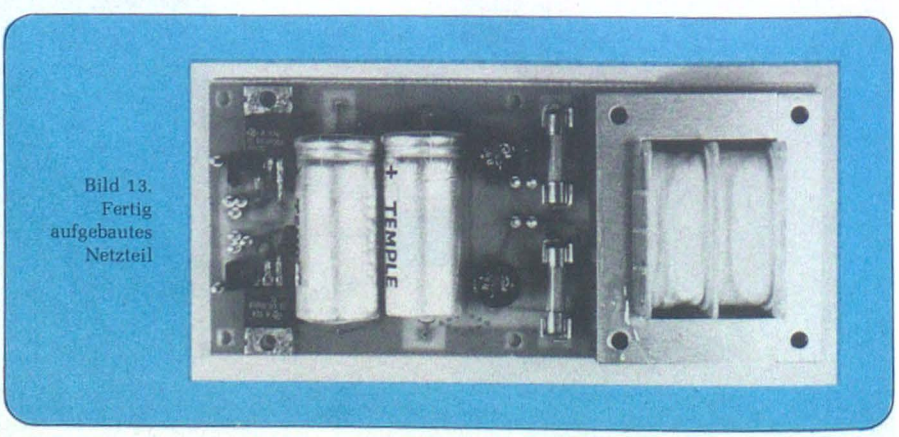


Bild 13. Fertig aufgebautes Netzteil

Echoschalter macht's möglich:

„Fliegender Wechsel" zwischen Duplex und Halbduplex

Für zahlreiche Mikrocomputer, wie zum Beispiel den TRS-80 und die Maschinen der Apple-Klasse, sind neuerdings nichtresidente Hochsprachen-Interpreter für erweiterte Basic-Versionen, für FOCAL, XPL0, FORTH und Pascal erhältlich, die man bei Bedarf einfach in den RAM-Bereich der Rechner lädt. Gleichzeitig erschienen Hardware-Ergänzungen und Software-Erweiterungen auf dem Markt, die eine Zusammenarbeit dieser Rechner über RS-232-Schnittstellen oder 20-Milliampere-Stromschleifen mit externen Terminals oder anderen Rechnersystemen erlauben.

Was nun den Terminalbetrieb über 20-mA-Schleifen angeht, so ergibt sich folgende Schwierigkeit: Einige nachladbare Hochsprachen-Interpreter verkehren mit Terminals im Halbduplex-Betrieb (der PALSOFT-Interpreter der Maschine ITT 2020 zum Beispiel), andere jedoch verlangen nach der Betriebsart Vollduplex (wie das UCSD-Pascal-System auf den Maschinen der Apple-Klasse).

Viele Terminals lassen dem Benutzer zwar die Wahl zwischen beiden Betriebsarten, erfordern aber beim Wechsel das Öffnen des Konsolengehäuses (mit Schraubenzieher!) und Umlegen eines internen Mikroschalters. Ein Verlegen dieses Schalters an eine von außen zugängliche Stelle stellt einen Eingriff dar, der Garantieansprüche erlöschen läßt: Also tut man gut daran, die Betriebsarten-Umschaltung möglichst „unterwegs", auf dem Weg vom Rechner zum Terminal, vorzunehmen.

Der einfache und von verschiedenen Autoren vorgeschlagene Weg, Stromschleifen-Kommunikation zu wählen und den Halbduplex-Betrieb durch Serienschaltung beider Sender und Empfänger herzustellen (*Bild 1*), beseitigt die galvanische Trennung beider Stromkreise „Terminal-Empfang" und „Terminal-Senden" und ist mit zahlreichen Interface-Karten nicht kompatibel.

Hier hat sich beim Verfasser die im *Bild 2* gezeigte Minischaltung einer Echo-Einrichtung mit einem Feldeffekt-Optokoppler bewährt, die ohne gesonderte Speisequelle einfach in den Kabelweg Rechner-Terminal eingeschaltet wird und mit Übertragungsgeschwindigkeiten bis 9600 Baud störungsfrei arbeitet. Höhere Geschwindigkeiten wurden nicht untersucht, es ist anzunehmen, daß der Minikoppler auch schnellere Gangarten wie 19 200 Baud noch einwandfrei verkraftet, doch stand ein derart superschnelles Terminal nicht zur Verfügung.

Hans-Georg Joepgen

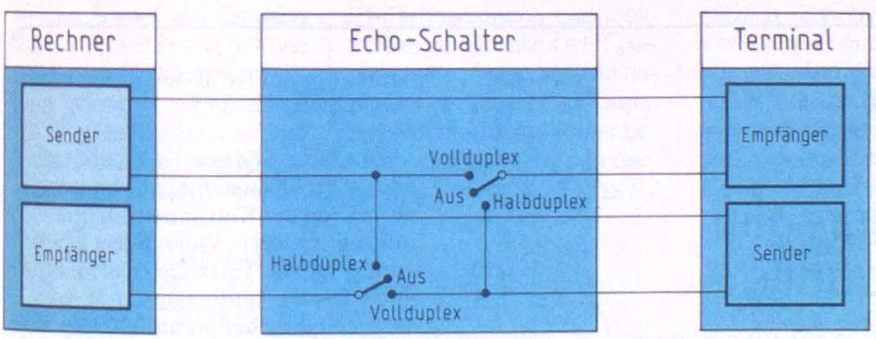


Bild 1. Diese Schaltung hebt bei Halbduplex-Betrieb die galvanische Trennung zwischen Sender und Empfänger beider Stromkreise auf

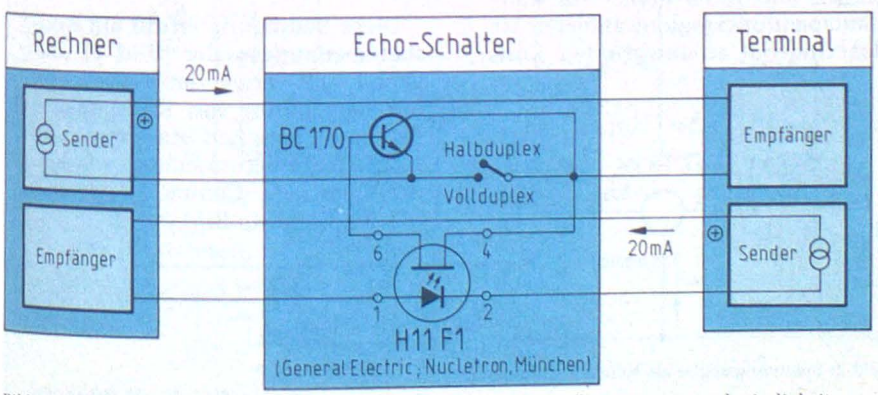


Bild 2. Ohne zusätzliche Speisequelle können mit dieser Schaltung Übertragungsgeschwindigkeiten von 9600 Baud und mehr erreicht werden

Hobbycom

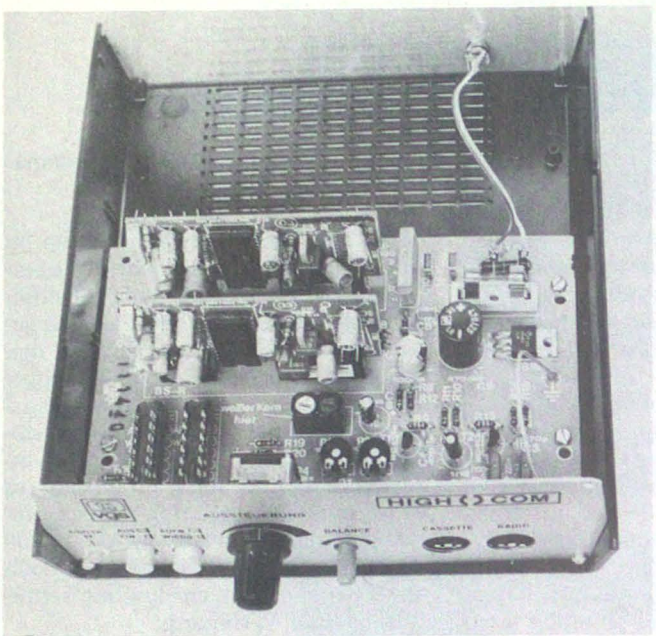
Bausatz für ein Gerät zur Rauschunterdrückung bei Bandgeräten

Seit Anfang dieses Jahres gibt es von der Firma Thomsen Elektronik einen Bausatz, der breitbandig das Rauschen von Kassettenrecordern und Tonbandgeräten unterdrückt. Zahlreiche Anfragen veranlaßten uns, dieses Gerät einmal unter die Lupe zu nehmen.

Die Schaltung basiert auf dem Kompander U 401 B von AEG-Telefunken, der nur noch wenige externe Bauteile erfordert [1]. Ein Kompander besteht aus zwei Systemen. Er enthält einen *Kompressor*, der kleine Signalpegel anhebt und damit das Grundrauschen überdeckt, und einen *Expander*, der durch eine spiegelbildliche Entzerrung wieder das ursprüngliche Signal herstellt. Bei diesem Vorgang wird natürlich auch das Rauschen mit abgesenkt.

Der Telefunken-Kompander unterscheidet sich vom Dolby-B-Verfahren dadurch, daß es auch den unteren Nf-Bereich erfaßt (ca. 40 Hz...17 kHz). Damit ist es auch möglich, Brummeinstreuungen zu unterdrücken. Außerdem entstehen keine Abweichungen im Frequenzgang bei ungenauem Pegelabgleich von Kompressor und Expander (Mistracking) [2].

Das Gerät ist anhand der Bauanleitung problemlos aufzubauen. Zur Wechselspannungsversorgung dient ein externes, gekapseltes Steckernetzteil, das über eine Klinkenbuchse 18 V einspeist. Man kann also beruhigt am geöffneten Gerät (*Bild*) den Abgleich vornehmen, da keine gefährlichen Spannungen anliegen. Eine nachahmenswerte Lösung für Bausätze!



Auf der Basisplatine, die Gleichrichter und Vorverstärker enthält, werden zwei komplette Highcom-Schaltungen aufgesteckt

Nach dem Zusammenbau geht es an den Abgleich, der für Aufnahme (Kompressorabgleich) und Wiedergabe (Expanderabgleich) getrennt vorgenommen werden muß. Der Vorgang wird ausführlich beschrieben. Auch die Vorgehensweise beim Anschluß von Spulentonbandgeräten wird erläutert. Da eine Testkassette zum Bausatz gehört, macht der Abgleich keine Schwierigkeiten.

Die erste Hörprobe war dann trotz der hochgeschraubten Erwartungen verblüffend. Bewußt war ein einfacher Recorder billiger Ausführung für den Test verwendet worden. Das sonst immer störende Netzbrummen dieses Gerätes war nur noch bei voll aufgedrehter Lautstärke zu vernehmen. Messungen zeigten, daß ein Gewinn von 18 dB im Geräuschspannungsabstand zu erreichen ist. Die Verbesserung des bewerteten Fremdspannungsabstandes betrug bei unserer Anordnung immerhin 16 dB. Der Klirrfaktor lag unter 0,1 %.

Der praktische Einsatz zeigte, daß in Verbindung mit einigen Verstärkern „wilde" Schwingungen auftreten können, wenn das Hobbycom-Gerät auf „Aufnahme" steht und Highcom auf „Ein". Dieser Hinweis steht auch in der Bedienungsanweisung. Das Schwingen läßt sich unterdrücken, wenn in Stellung „Aufnahme" die Wiedergabebuchsen 3 und 5 auf Masse geschaltet werden.

Abschließend ist zu sagen, daß dieses Gerät manche Heim-Hi-Fi-Anlage erheblich aufwerten dürfte. Scho

Literatur

[1] Integrierte Kompanderschaltung für Konsumanwendungen, FUNKSCHAU 1979, Heft 3, Seite 150.

[2] *Dr.-Ing. G. Dickopp, Dipl.-Ing. E. Schröder:* Meßverfahren für Kompander. FUNKSCHAU 1978, Heft 17, Seite 813.

Stichworte zum Inhalt

Kompander U 401 B, Rauschunterdrükkungssystem, Highcom, Dolby-B.

Schaltungskniff

Konstantspannungsregler als Konstantstromquelle

Der Bedarf an Konstantstromquellen ist in den letzten Jahren erheblich angestiegen und wird in den nächsten Jahren noch weiter wachsen. Der häufigste Anwendungsfall ist wohl in Ladegeräten für Nickel-Cadmium-Akkus zu finden. Während fast jeder Halbleiter-Hersteller neben einer breiten Palette an Logik-ICs auch eine Reihe von Konstantspannungsreglern anbietet, ist das Angebot an integrierten Konstantstromquellen als sehr dürftig zu bezeichnen.

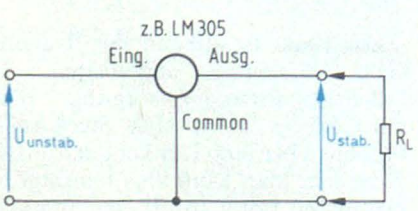


Bild 1. Grundschaltung eines integrierten Spannungsreglers

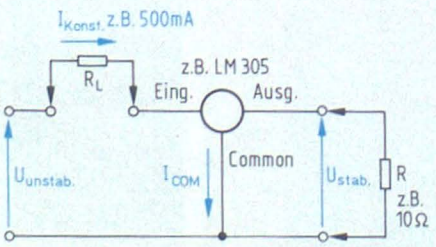


Bild 2. Spannungsregler als Konstantstromquelle

Mit einem kleinen Kniff läßt sich jedoch ein Konstantspannungsregler zu einer Konstantstromquelle umfunktionieren. Vater dieser Überlegung ist die Tatsache, daß durch einen festen Widerstand ein konstanter Strom fließen muß, wenn an diesen Widerstand eine konstante Spannung angelegt wird.

Diese Bedingung erfüllt ein Konstantspannungsregler (*Bild 1*) und kann somit verwendet werden. Bei der Berechnung des Konstantstromes muß lediglich ein Strom von 1 mA...5 mA berücksichtigt werden, der über den Common-Anschluß des ICs fließt. In *Bild 2* gilt:

$$I_{konst} = \frac{U_{stab}}{R} + I_{common};$$

$$R = \frac{U_{stab}}{I_{konst} - I_{com}}.$$

Reinhard Wiencke

Dipl.-Ing. Günther Zopp

Automatischer Amateur-Peiler mit Dopplereffekt

1. Teil

Die theoretischen Grundlagen für den hier vorgestellten Peiler wurden bereits im vorigen Heft beschrieben. Hier folgt nun die Bauanleitung für den praktischen Aufbau des Systems ADAP 1 (Automatik-Doppler-Amateur-Peiler).

Das Konzept des Peilsystems ist so ausgelegt, daß es in der einfachen Form für Mobilbetrieb geeignet ist; bei größerem Aufwand am Gerät, vor allem an der Antenne und entsprechendem ungestörten Empfangsfeld ist der Einsatz auch als Feststation mit Digitalanzeige möglich.

Generator und Frequenzteiler (Platine ADAP 1a)

Der Generator mit V1 (2N 708) arbeitet in Hartley-Schaltung mit einem 455-kHz-Schwingkreis bei etwa 480 kHz (*Bild 1*). Die genaue Frequenz und deren Stabilität gehen in die Messung nicht ein.

Die ICs 1 und 2 teilen die Frequenz in 19 Stufen durch Zwei. Die Ausgänge Q 1...Q 19 sind herausgeführt und können für eventuelle Zusatzfunktionen an Lötstiften beliebig abgegriffen werden. IC 6 ist ein 8fach-Analogschalter, der direkt vom Frequenzteiler angesteuert wird. Die Schaltfrequenz ist dann immer synchron zur Antennenrotation und bewirkt, daß der Schaltkreis in seiner Aufgabe als Abtastfilter automatisch nachgestimmt wird. Die *Bilder 2* und 3 zeigen die Platine ADAP 1a und den Bestückungsplan.

Für einen ersten Test ist die Schaltung über 100 Ω an 12 V zu legen und S 1 und S 2 durch Brücken zu ersetzen. Die Schaltung hat dann eine Stromaufnahme von weniger als 10 mA. Die Teilerkette kann bei Q 19 mit Logiktester und Stoppuhr (10 Perioden, ca. 9 s) überprüft werden.

Das durch die geschaltete Antenne zum Empfänger kommende Nf-Signal ist eine Treppenkurve mit 8 Stufen. Die

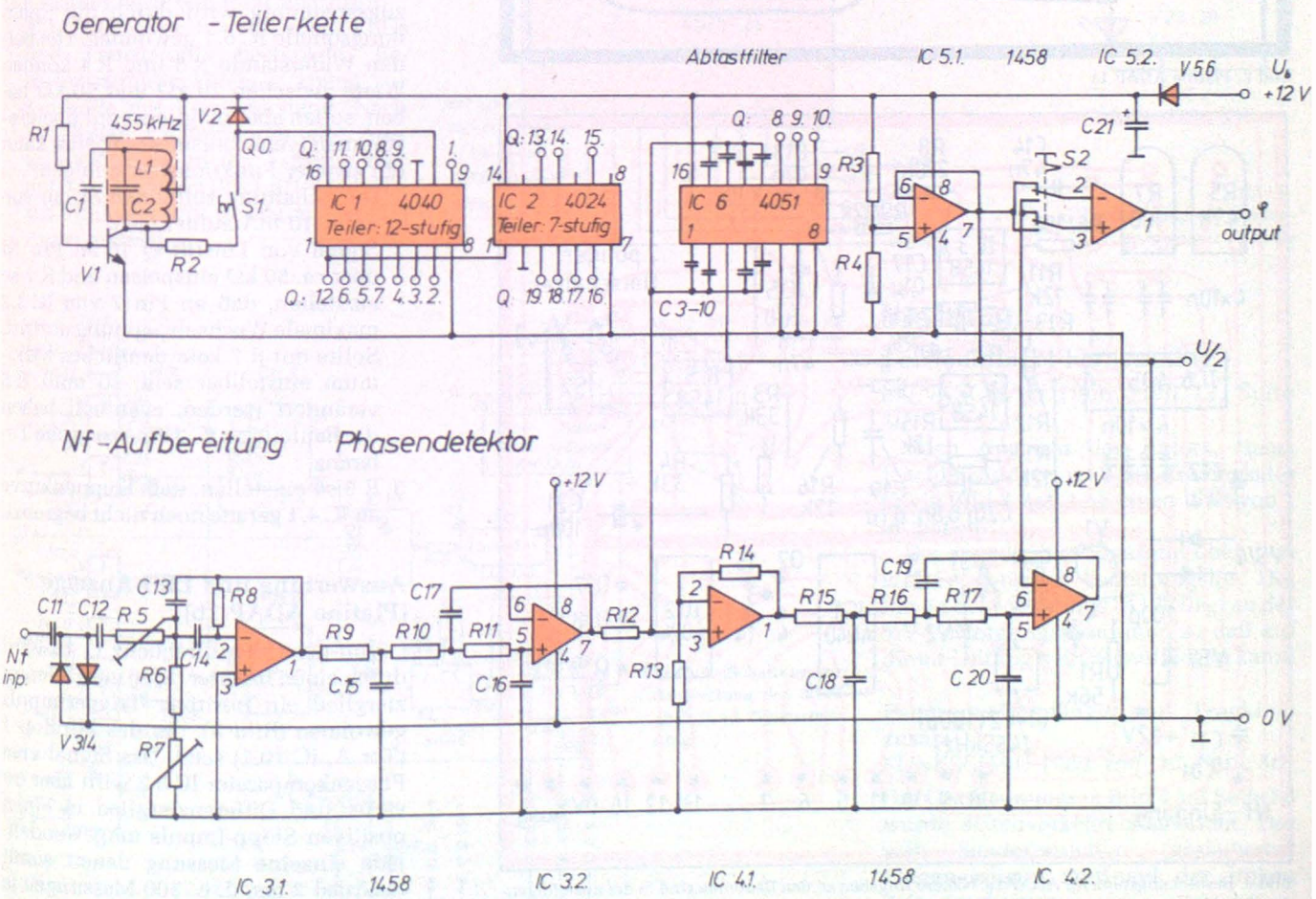


Bild 1. Schaltung des Generators mit der Teilerkette sowie der Nf-Aufbereitung. Dieser Schaltungsteil ist auf der Platine ADAP 1a untergebracht

Frequenz entspricht der Antennenrotation (etwa 500 Hz Grundfrequenz).

Die vom Empfänger entnommene Nf-Spannung sollte 1 V_{ss} betragen und unabhängig vom Lautstärkeeinsteller sein, um Winkelabweichungen zu verhindern.

Die Nf wird über einen Hochpaß an den Dioden V 3 und V 4 begrenzt, damit der folgende aktive Bandpaß (IC 3.1) sicher nicht vom Nutzsignal übersteuert wird. Da der auszuwertende Nutzhub um den Faktor 5 unter dem üblichen FM-Sprachhub (der hier als Störung auftritt) liegt, ist diese Pegelanpassung notwendig. Die bei der Begrenzung auftretenden Oberschwingungen werden durch den nachfolgenden aktiven Tiefpaß IC 3.2 hinreichend gut unterdrückt. Das Abtastfilter IC 6 bewirkt an IC 4.1, das als Zwischenverstärker geschaltet ist, eine Treppenkurve mit $U_{ss} \approx 8$ V (*Bild 4*).

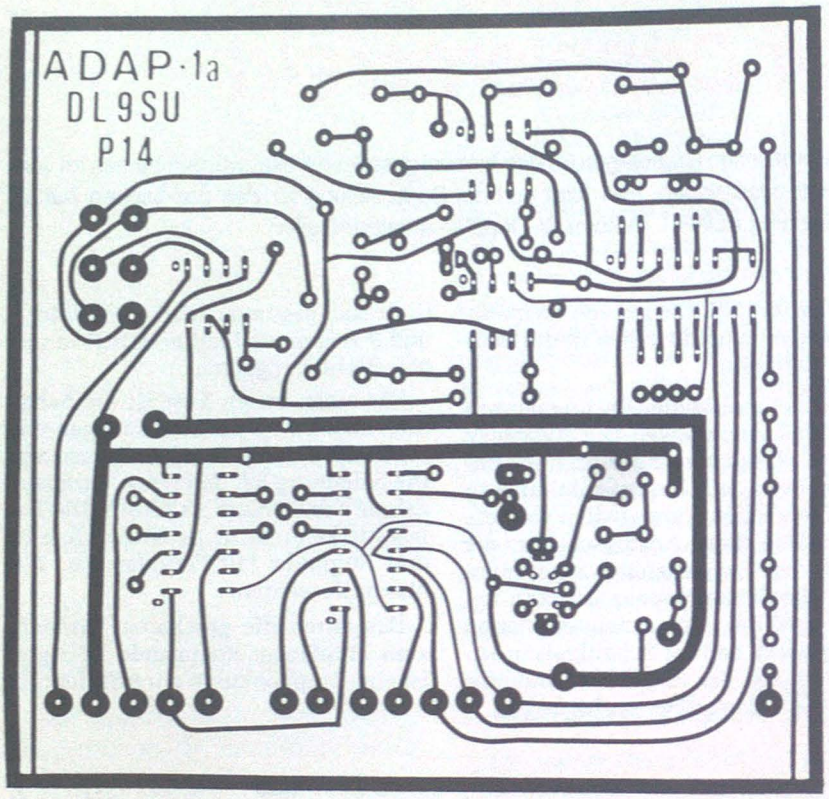


Bild 2. Platine ADAP 1a

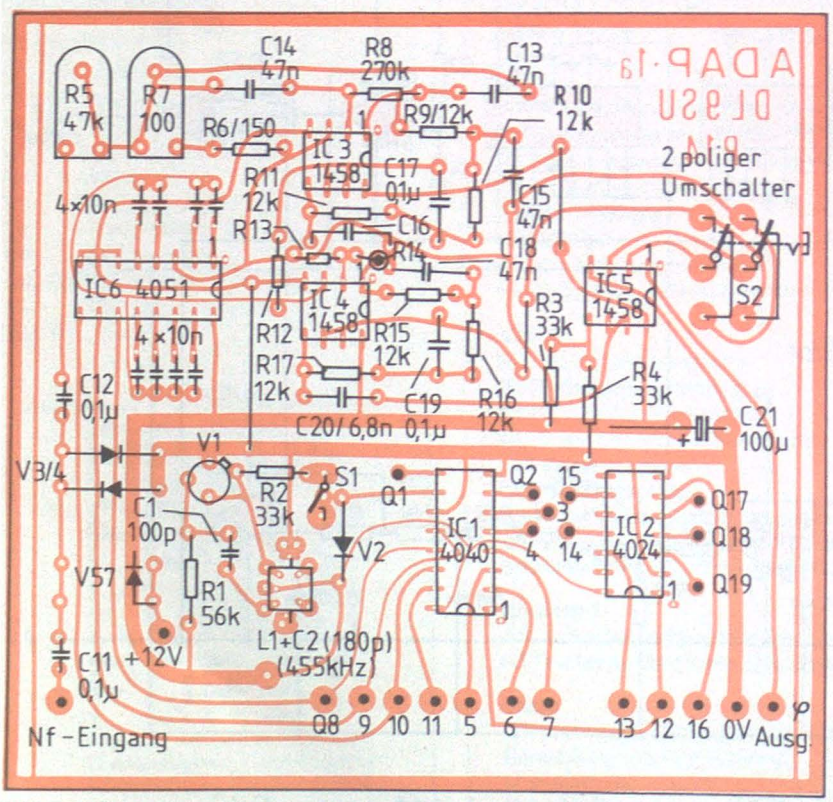


Bild 3. Bestückungsplan für ADAP 1a. Nähere Angaben zu den Bauteilen sind in der noch folgenden Stückliste angegeben

Das Abtastverhalten ergibt auch bei einigen höheren ganzzahligen Frequenzverhältnissen eine Auswertung, deshalb wurde am Eingang des Abtastfilters ein so großer Filteraufwand getrieben. Das folgende aktive Tiefpaßfilter IC 4.2 siebt aus der Treppenkurve die Grundschwingung aus und führt sie dem Phasendetektor IC 5.2 zu, an dessen Ausgang eine symmetrische Rechteckspannung auftritt.

Der Zweifach-Umschalter S 2 ermöglicht die Phasenumkehr um 180°, um bei Peilmessungen nahe 0° bzw. 360° die Anzeige bei der Mittelwertbildung zu ermöglichen.

Die Operationsverstärker arbeiten mit einer asymmetrischen Betriebsspannung. Die notwendige Mittenbezugsspannung wird durch die Spannungsquelle IC 5.1 gewonnen. Die beiden Widerstände R 3 und R 4 können Werte zwischen 20 kΩ und 50 kΩ haben, sollen aber möglichst gut übereinstimmen (genau ausmessen). Nun kann ein zweiter Funktionstest erfolgen:

1. Die Schaltung soll einen Strom von unter 10 mA aufnehmen.
2. Signal von Lötstift Q 10 an Pin Nf über ca. 50 kΩ einspeisen und R 7 so einstellen, daß an Pin 7 von IC 3.2 maximale Wechselspannung auftritt. Sollte mit R 7 kein deutliches Maximum einstellbar sein, so muß R 6 verändert werden, eventuell haben die Bauteile an IC 3 eine zu große Toleranz.
3. R 5 so einstellen, daß Treppenkurve an IC 4.1 gerade noch nicht begrenzt.

Auswertung und LED-Anzeige (Platine ADAP 1b)

Von der Umlauffrequenz Q 10 wird durch einen Inverter (IC 9) mit Differenzierglied ein positiver Triggerimpuls gewonnen (*Bild 5*), der das Flipflop 1 (Tor A, IC 10.1) setzt. Das Signal vom Phasenkomparator IC 5.2 wird über Inverter und Differenzierglied in einen positiven Stopp-Impuls umgewandelt. Jede einzelne Messung dauert somit maximal 2 ms, d. h. 500 Messungen je Sekunde.

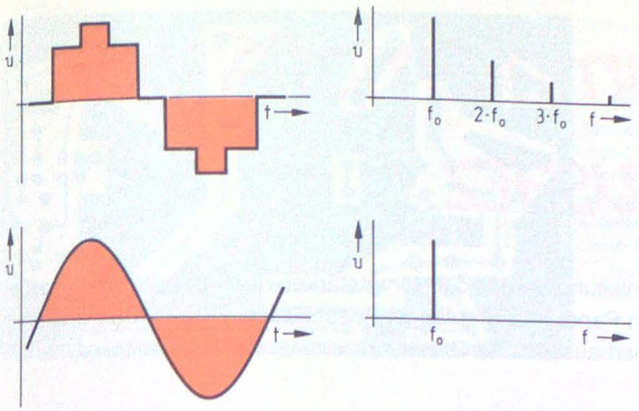


Bild 4. Treppenförmiges Nf-Signal an IC 4.1, Pin 1 (oben). Hinter dem Tiefpaßfilter IC 4.2 erhält man daraus ein Sinussignal an Pin 6/7 (unten)

Die Anzeige mit 16 LEDs (V 23...38) wird über einen 16-Kanal-Multiplexer (IC 7) angesteuert (*Bild 6*). Die Ansteuerung erfolgt über Q 7, 8, 9, 10. Der Stopp-Impuls aktiviert eine der Auswahlleitungen bis zum nächsten Impuls, der als Speicherübernahme wirkt. 16 pnp-Transistoren (V 7...22) übernehmen die Leistungsansteuerung der einzelnen LEDs.

Zwei Inverter (Inv. A und Inv. B in Bild 5) mit belastetem Eingang stehen für weitere Schaltaufgaben zur freien Verfügung (evtl. für verzögerten Stoppimpuls, um elektronisch zu justieren). Die Platine wird wie folgt überprüft:

1. ADAP 1b ohne ICs mit allen LEDs und Transistoren bestücken. Betriebsspannung anlegen, zuerst zur Kontrolle mit Vorwiderstand. Nach Schaltplan nacheinander alle Auswahlleitungen an der Fassung IC 7 mit 0 V aktivieren (für LED-Kontrolle auf Funktion und richtigen Platz im Anzeigekreis).
2. IC 9 und 7 einstecken, Verbindungen ADAP 1a mit ADAP 1b herstellen, Stromaufnahme ca. 10 mA (ohne LEDs) bzw. 40 mA (mit LEDs). Es darf nur eine LED leuchten.

(Fortsetzung folgt)

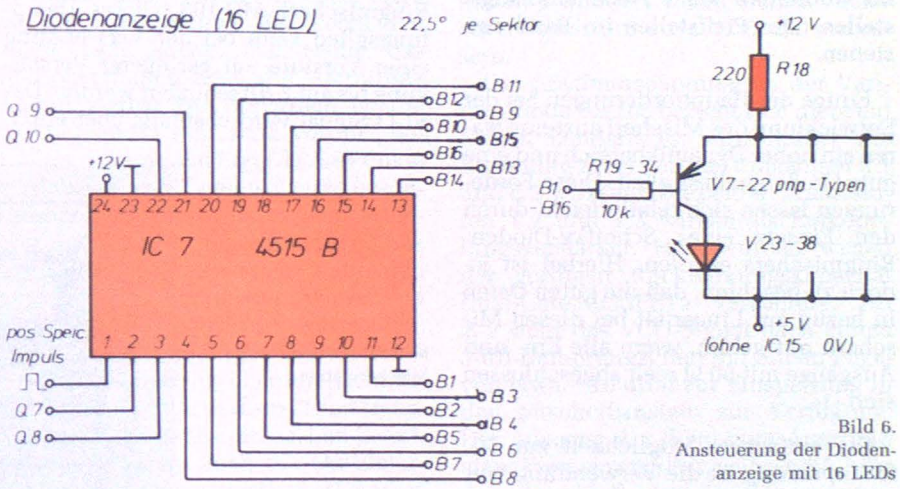


Bild 6. Ansteuerung der Diodenanzeige mit 16 LEDs

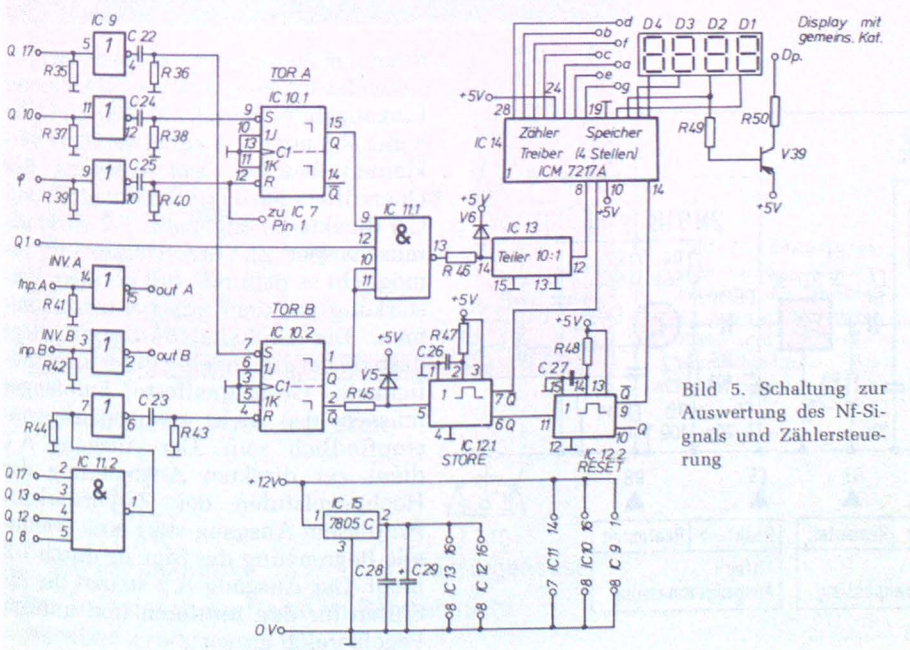


Bild 5. Schaltung zur Auswertung des Nf-Signals und Zählersteuerung

Berichtigung

Telefon-Modem

FUNKSCHAU 1980, H. 10, S. 105

Im Gegensatz zu Platine und Bestükkungsplan enthält die Schaltung in Bild 1 einige nicht unbedingt offensichtliche Fehler. Zwei „Knotenpunkte" sind versehentlich nicht gezeichnet worden, nämlich unmittelbar links von Pin 7 des Timers 555 sowie am oberen Ende des dort auch befindlichen 1,8-kΩ-Widerstandes. Außerdem ist Punkt B des Schalters „RX b" zusätzlich mit + 12 V zu verbinden.

Die Verwendung des Modems für eine Datenübertragung mit den Computern KIM-1 oder AIM-65/PC-100 ist in Heft 11/1980 auf Seite 108 beschrieben.

Nachtrag

Telefonklingel-Fernschalter

FUNKSCHAU 1980, Heft 12, Seite 101

Nach Angaben des Autors, Hans-Joachim Andree, muß der Kondensator C 5 in Bild 2 statt 1 nF einen Wert von 1 µF haben.

Der angedeutete Sägezahn über dem IC 2 ist natürlich bedeutungslos. Der Pin 14 des Monoflops 74122 liegt an der 5-V-Versorgungsspannung, so daß auf dieser Leitung kein Signal liegen kann.

Panorama-Empfänger mit Trackingzusatz

FUNKSCHAU 1980, Heft 12, Seite 56

Das Oszillogramm in Bild 4 auf Seite 58 wurde seitenverkehrt abgebildet. Das vom Senderrauschen „gesäuberte" Eingangssignal muß auf der linken Seite erscheinen.

Panorama-Empfänger mit Trackingzusatz

2. Teil

Im ersten Teil der Bauanleitung wurden der Vorverstärker, der Frequenzmarkengeber und das Netzteil für den Panorama-Empfänger beschrieben. Es geht nun weiter mit den Baugruppen Mischerbaustein und Oszillator.

Der Mischerbaustein MFZ-3

Der Baustein MFZ-3 hat die Aufgabe, das Eingangssignal auf die Zwischenfrequenz von 10,7 MHz umzusetzen und mit einem Quarzfilter für die nötige Selektion zu sorgen. Durch die Verwendung einer recht hohen Zf können im Normalfall keine Nebenempfangsstellen oder Pfeifstellen im Band entstehen.

Einige der Hauptforderungen bei der Entwicklung des Mischerbausteins waren ein hoher Dynamikbereich und eine gute Großsignalfestigkeit. Diese Forderungen lassen sich relativ leicht durch den Einsatz eines Schottky-Dioden-Ringmischers erfüllen. Hierbei ist jedoch zu beachten, daß die guten Daten in bezug auf Linearität bei diesen Mischern nur gelten, wenn alle Ein- und Ausgänge mit 50 Ω reell abgeschlossen sind [1].

Die einfachste Möglichkeit zur 50-Ω-Anpassung ist die Verwendung von Dämpfungsgliedern mit 3 dB...6 dB. Dieses Verfahren ist hier möglich, da die Vorverstärkung größer ist als für optimale Empfindlichkeit notwendig (*Bild 14*). Am Zf-Ausgang erfolgt der 50-Ω-Abschluß durch einen breitbandigen Entkopplungsverstärker.

Schaltungsbeschreibung

Über ein 6-dB-Dämpfungsglied zur Zwangsanpassung gelangt das Eingangssignal auf den RF-Eingang des Ringmischers MD 108. Dieses Dämpfungsglied kann bei der Verwendung einer Vorstufe mit geringerer Verstärkung bis auf 2 dB reduziert werden. Das VCO-Signal wird ebenfalls über ein 3-dB-Dämpfungsglied auf den LO-Eingang eingekoppelt. Dieses befindet sich jedoch auf der VCO-Platine. Das Zf-Signal gelangt auf einen breitbandigen Anpaßverstärker, der den Zf-Ausgang des Mischers mit 50 Ω abschließt. Hierfür wurde der FET E 310 in Gate-Basisschaltung verwendet. Dieser Verstärker gleicht zusätzlich noch die Dämpfung des Quarzfilters aus und reduziert dadurch das Mischerrauschen. Mit R 3 wird der Eingang an den Realteil der Quarzfilterimpedanz angepaßt. L 1 dient zur Anpassung der Reaktanz. Bei Verwendung eines Filters mit kleinerer Eingangsimpedanz (z. B. 800 Ω) sollte außer R 3 auch C 4 auf etwa 10 pF verkleinert werden. Der Ausgang des Quarzfilters wird mit R 8 (Realteil) und C 5 (Reaktanz) angepaßt. T 2 wirkt als rauscharmer Zf-Vorverstärker und ermöglicht es dadurch, mit geringer Verstärkung vor dem Mischer auszukommen. Die Großsignalfestigkeit steigt deshalb bei gleichzeitig guter Empfindlichkeit. Großsignalfeste Empfänger müssen also nicht zwangsläufig unempfindlich sein. Der Ausgang A 1 dient zur direkten Ansteuerung der Hochpegelstufen des Zf-Verstärkers. An diesem Ausgang stört eine eventuelle Begrenzung des Signals durch T 2 nicht. Der Ausgang A 2 steuert die Zf-Stufen für den mittleren und unteren Pegelbereich an.

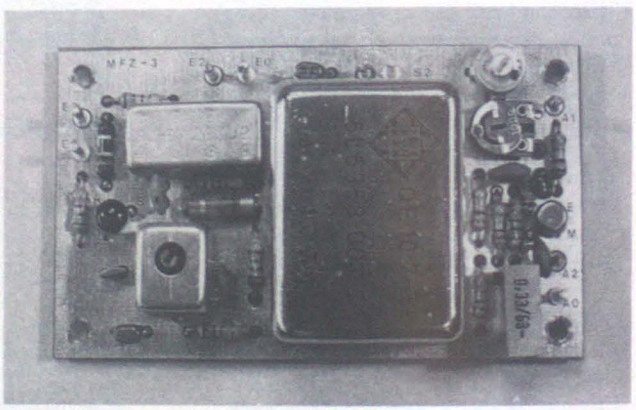


Bild 15. Fertig bestückte Mischerplatine

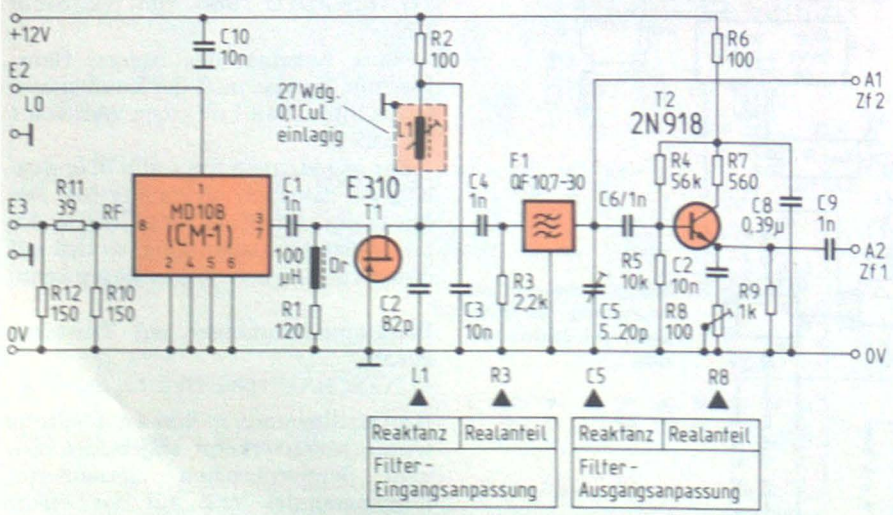
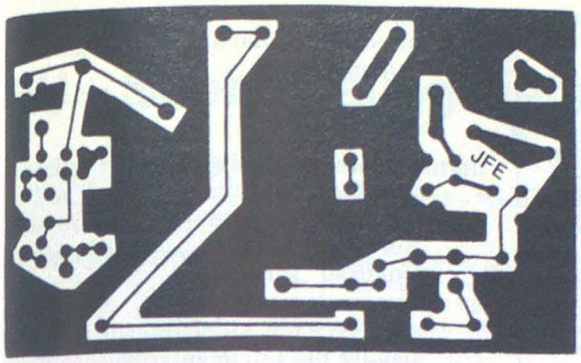


Bild 14. Schaltung für den Mischerbaustein MFZ-3



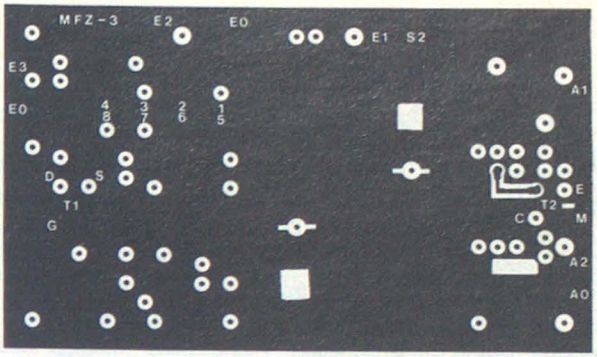


Bild 16. Der Mischerbaustein wird auf einer zweiseitig kaschierten Platine aufgebaut; a) Lötseite, b) Bestükkungsseite

Abgleich

Zur ersten Inbetriebnahme werden alle Abgleichelemente auf Mittelstellung gebracht. Damit ist der Mischerbaustein schon funktionsfähig. Wenn der Panorama-Empfänger voll aufgebaut ist, wird ein unmodulierter Träger oder eine Eichmarke des MKR-Bausteins mit etwa 50 kHz Wobbelhub über den ganzen Bildschirm gedehnt dargestellt. Nun wird die jetzt sichtbare Filterdurchlaßkurve mit L 1, C 5 und R 8 auf sauberste, rechteckförmige Durchlaßcharakteristik und minimale Welligkeit im Durchlaßbereich abgeglichen. Die Welligkeit sollte nach dem Datenblatt des Filters kleiner als 3 dB sein. Meistens werden jedoch wesentlich bessere Werte erreicht.

Der Mischerbaustein MFZ-3 ist außer im Panorama-Empfänger auch für den Aufbau anderer hochwertiger Empfänger geeignet. Da der RF-Eingang des Mischers breitbandig ist, können damit großsignalfeste Empfänger für einen Eingangsfrequenzbereich von 5...500 MHz realisiert werden. *Bild 15* zeigt den fertigen Aufbau der Mischerplatine. Die beidseitig kaschierte Platine ist in *Bild 16* dargestellt, den Bestükkungsplan zeigt *Bild 17*.

Die Oszillatorbaugruppe VCO 2

Bei der Konstruktion des VCO-Bausteins wurde von der üblichen Praxis, in der Oszillatorschaltung einen FET zu verwenden, abgegangen. Der Hauptgrund für die Verwendung eines FETs ist die Rauscharmut. Bei Versuchen zeigte sich jedoch, daß weder das Rauschverhalten noch die Amplitude reproduzierbar ist. Außerdem ist die VCO-Frequenz sehr stark von der Betriebsspannung abhängig. Diese Punkte sind bei einem Eigenbaugerät besonders problematisch, da es dem Nachbauenden kaum zuzumuten ist, aus zehn Transistoren einen optimalen auszusuchen. Stattdessen wurde ein bipolarer Hf-Transistor verwendet, welcher bei sorgfältiger Dimensionierung der Schaltung überdurchschnittliche und reproduzierbare Daten in bezug auf das Seitenbandrauschen liefert. Außerdem streut auch die Oszillatoramplitude nur unwesentlich stärker als bei einem FET. Die weitere Verstärkung des VCO-Signals wird von zwei Dual-Gate-MOSFETs übernommen (*Bild 18*).

Schaltungsbescheibung

Der VCO wurde als Colpitts-Oszillator mit einem bipolaren Transistor vom Typ 2N918 aufgebaut. Die Schaltung wurde für kleinstmögliches Phasenrauschen dimensioniert. Durch Einsatz eines BFY 90 für T 1 läßt sich das Rauschen noch um etwa 3...6 dB verbessern.

Die Abstimmspannung an der Varicap-Diode BB 105 bezieht sich nicht auf Masse, sondern es wird immer die Spannung zwischen den Eingängen E 1 und E 2 wirksam. Die beiden Transistoren T 2 und T 3 wirken als Entkopplungsverstärker. Hier wurden wegen der geringen Rückwirkungskapazität Dual-Gate-MOSFETs verwendet. An A 2 steht das VCO-Signal nach einem 3-dB-Dämpfungsglied mit einem Pegel von etwa +10 dBm zur Einspeisung in den Mischerbaustein zur Verfügung. Der Ausgang A 1 dient zum Anschluß eines Frequenzzählers, während A 3 für den Anschluß des Trackingzusatzes vorgesehen ist.

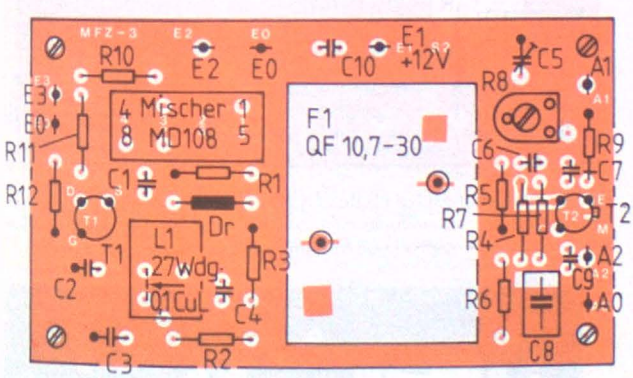
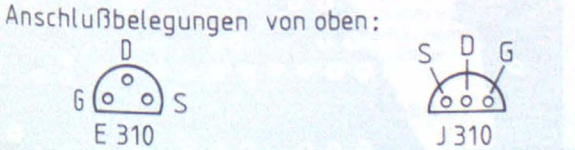


Bild 17. Bestückungsplan für den Mischerbaustein. Zu beachten ist, daß die Transistoren E 310 und J 310 (T 1) unterschiedliche Anschlußbelegungen haben

Anschlußbelegungen von oben:



Der Transistor darf sich im Betrieb nicht merkbar erwärmen.

Abgleich

Zur Funktionsüberprüfung wird am Ausgang A 2 ein empfindlicher Leistungsmesser und an A 1 ein Frequenzzähler angeschlossen. C 10 wird etwa 30 %...40 % eingedreht. E 1 wird mit Masse verbunden, und in E 2 wird eine Gleichspannung von +7 Volt eingespeist. Nun wird an L 1 die Mittenfrequenz auf 134,3 MHz eingestellt. Anschließend gleicht man L 2 und C 14 auf maximale Hf-Leistung am Ausgang ab. Nun wird die Spannung an E 2 zwischen 4 und 10 Volt variiert. C 10 wird so eingestellt, daß sich die Ausgangsfrequenz um etwa 2 MHz verändert. Dabei muß die Mittenfrequenz immer mit L 1 korrigiert werden. Anschließend wird noch überprüft, ob sich die Ausgangsleistung an A 2 im Bereich von +7 dBm bis +10 dBm bewegt. Der endgültige Abgleich der Mittenfrequenz

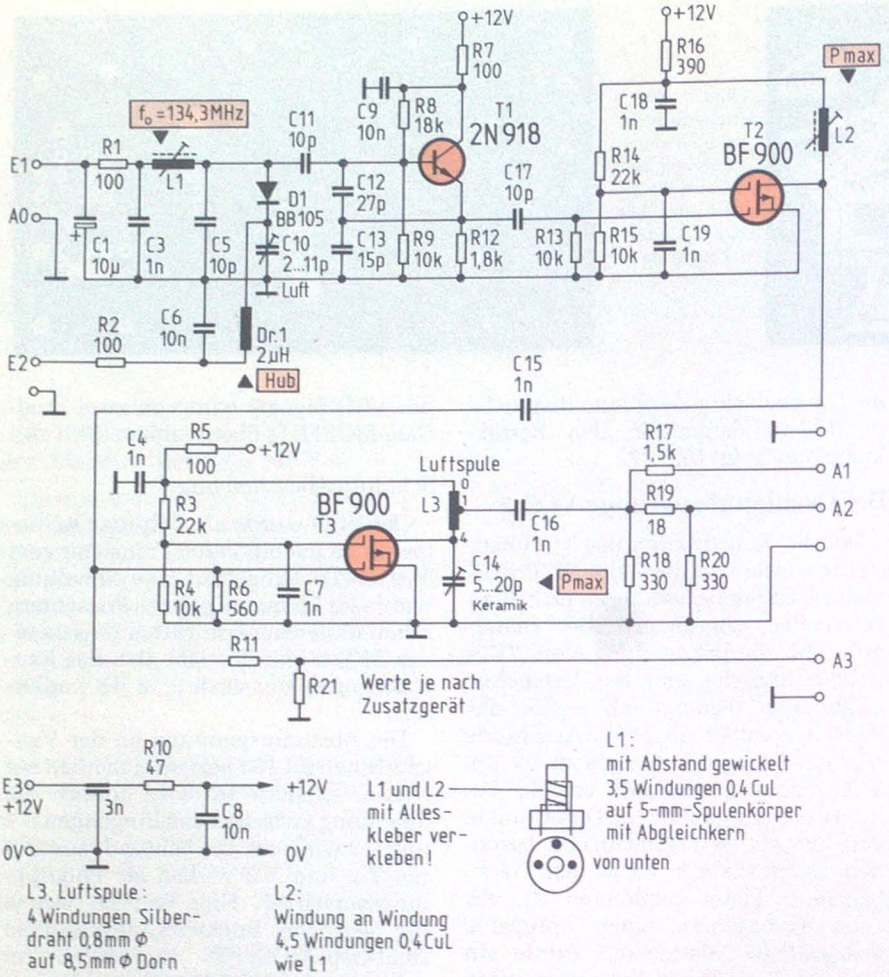


Bild 18. Schaltung für den Oszillator VCO-2

und des Hubs wird später im funktionierenden Panorama-Empfänger vorgenommen.

Aufbauhinweise

Beim Aufbau der Spule L 1 sollte die Wicklung mit einem nicht voll aushärtenden Alleskleber festgelegt werden. Auf keinen Fall einen Zweikomponentenkleber verwenden, da dieser das Temperaturverhalten der Spule sehr stark verschlechtert! Allgemein gilt: Je stabiler die Spule aufgebaut ist, desto unempfindlicher ist der VCO gegen Mikrofonie.

Bild 19 zeigt die fertig aufgebaute VCO-Platine. Das Platinen-Layout für den Oszillatorbaustein zeigt *Bild 20*. Wie schon beim Mischer bleibt auch hier auf der Bestückungsseite eine Masseflächе stehen. *Bild 21* zeigt den Bestückungsplan.

Dieser VCO läßt sich zusammen mit einem Digitalteil und einem Phasenvergleicher auch sehr gut zum Aufbau eines Syntheseoszillators verwenden. Dafür sollte jedoch R 2 überbrückt werden.

(Fortsetzung folgt)

Literatur

[1] *Michael Martin*, DJ 7 VY: Empfängereingangsteil mit großem Dynamikbereich und sehr geringen Intermodulationsverzerrungen, CQ-DL, Heft 6/1975, Seite 326 ff.

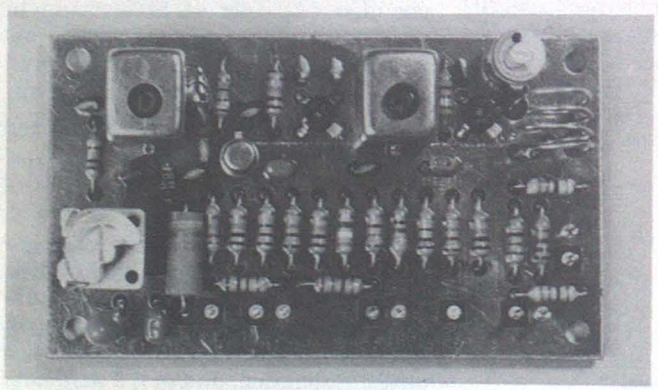


Bild 19. Fertig aufgebaute Oszillatorplatine

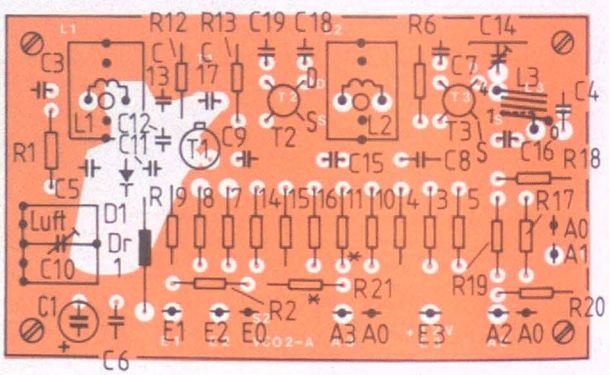


Bild 21. Bestückungsplan für den Oszillator. Die Werte für R 11 und R 21 hängen von den angeschlossenen Zusatzgeräten ab. Die Angaben dazu werden bei den entsprechenden Baugruppen gemacht

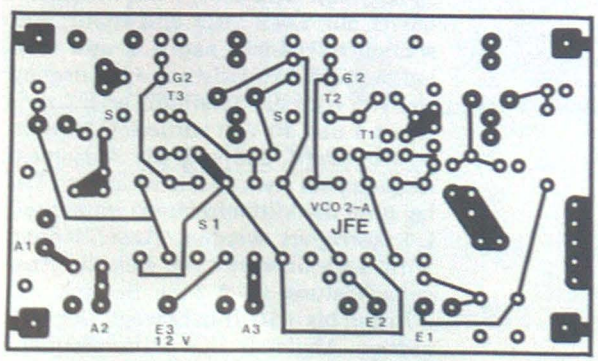
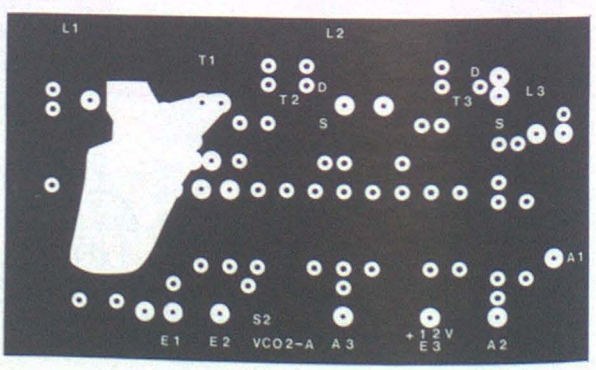


Bild 20. Auch auf der Oszillatorplatine bleibt eine Masseflächе auf der Bestückungsseite stehen; a) Layout der Lötseite, b) Bauteileseite



Dipl.-Ing. Günther Zopp

Automatischer Amateur-Peiler mit Dopplereffekt

2. Teil

Im ersten Teil der Bauanleitung wurden die Aufbereitung des empfangenen Signals und dessen Auswertung beschrieben. Nachstehend wird erläutert, wie die Richtung auch digital dargestellt werden kann. Diese Anzeigenart eignet sich hauptsächlich bei Einsatz an einem festen Standort.

Digitalanzeige

Da ein sinnvoller Einsatz der Digitalanzeige nur bei guten Antennenverhältnissen und bei ungestörtem Empfangsfeld gegeben ist, kann der folgende Teil in einer zweiten Ausbaustufe ergänzt werden. Die Platine ADAP 1b ist dafür bereits vorgesehen. Der finanzielle Aufwand verdoppelt sich damit etwa.

Durch Q 17 wird Flipflop 2 in Bild 5 (Tor B, IC 10/2) durch einen differenzierten positiven Impuls gesetzt. Über IC 11.2 werden die Runden gezählt und mit Q 8, 12, 13, 17 beschaltet. Pin 1 schaltet nach 70,25 Runden erstmals um. Der differenzierte positive Impuls schließt Tor B und beendet die erste digitale Auswertung nach ca. 140 ms.

Nur die Impulse von Q 1, welche über die NAND-Schaltung IC 11.1 70mal Tor A und einmal Tor B passiert haben, kommen zum Zähler. Je Umlauf werden maximal 512 Impulse registriert (2^9); in 70 Umläufen sind das etwa 36 000 Impulse.

Durch den 10er-Teiler IC 13 gelangen maximal 3596 Impulse auf den Zähler IC 14 und das Display. Durch eine Dezimalpunkteinblendung über V 39 werden daraus 359,6° in der Anzeige. V 39 kann entfallen, wenn nur drei Stellen verwendet werden. Für die Zähler-Ablaufsteuerung ist IC 12 verantwortlich. Die beiden nacheinander ablaufenden Impulse übernehmen den Speicherinhalt in die Anzeige und setzen den Zähler zurück.

Für die Anzeige wurde ein LED-Rechner-Display mit gemeinsamer Katode verwendet. Ein Billigrechner für ca. 10 DM wurde dafür zerlegt. Die Stromaufnahme beträgt etwa 130 mA bei voller Anzeige.

Der Strombedarf kann noch reduziert werden durch anderes Beschalten des gemeinsamen LED-Anschlusses der 16 Dioden an +5 V. Damit sinkt die Stromaufnahme auf ca. 100 mA. Für besonders energiebewußte Anwender kann die Digitalanzeige auch dunkelgeschaltet werden (IC 14, Pin 20 auf 0 V → Anzeige dunkel). Die Dunkelschaltung ist auf der Platine ADAP 1b (*Bild 7*) nicht vorgesehen. Den zugehörigen Bestückungsplan zeigt *Bild 8*. Den ferti-

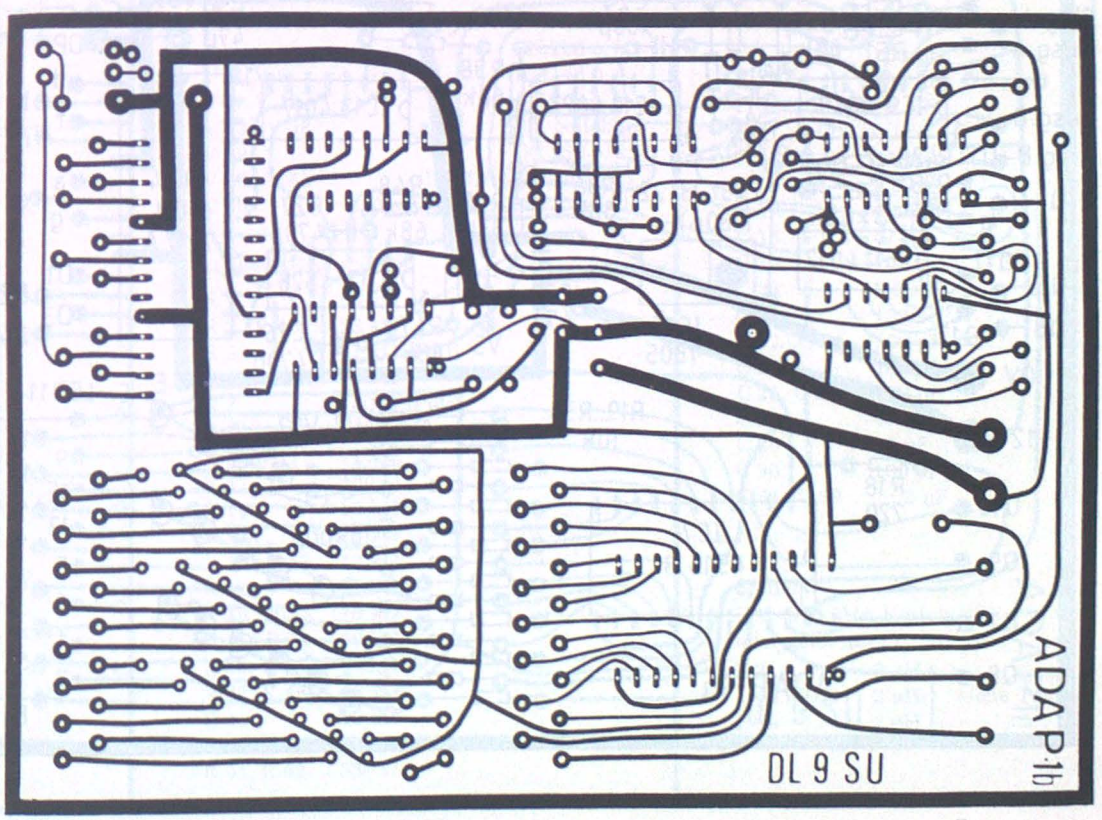


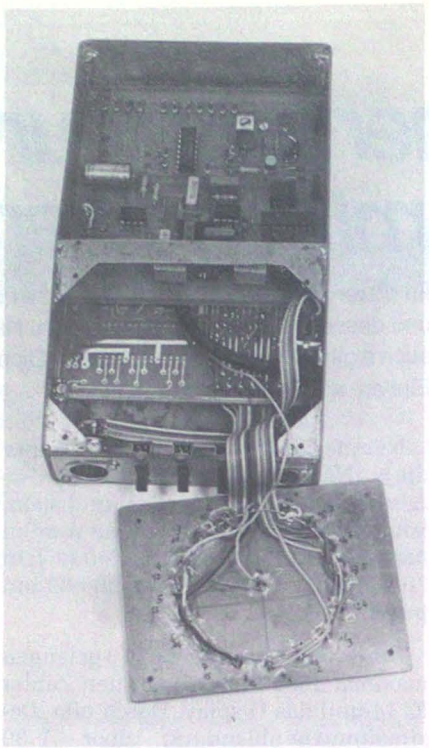
Bild 7. Platine ADAP 1b. Sie enthält die Auswerteschaltung mit Dezimalzähler und die Ansteuerung für die LEDs

gen Aufbau prüft man wie folgt: Signal von Q 10 an Nf_{inp} über 47 kΩ einspeisen.

1. Eine LED muß leuchten; durch Umschalten von S 2 Versatz um 180°.
2. Digitalanzeige soll bei vollständiger Beschaltung zu entsprechender Anzeige führen. Bei Fehlanzeige Set- und Resetimpulse untersuchen, Leitungen auf Unterbrechungen oder Lötfehler überprüfen.

Die prinzipielle Auflösung des Systems wird durch die Meßschrittweite von 0,7° bestimmt. Die Darstellung mit 0,1° ergibt sich aus dem verwendeten billigen 4stufigen Komplett-Zähler ICM 7217 A und ist an sich nicht der Meßgenauigkeit angemessen. Die bei der Auswertung auftretenden Fehler sind im vorhergehenden Artikel dargelegt.

Die LED-Anzeige ist bei modulierten Signalen über mehrere Dioden aufgespreizt. Die Intensität der Anzeige nimmt zu beiden Seiten ab. Damit läßt sich beim Betrieb gut ein gemittelter Richtungswert angeben, welcher auch zwischen den Leuchtdioden liegen kann. Die Aufspreizung ist im Meßprinzip begründet und kann durch Mittelwertbildung über 35, 70, 140 oder 281 Meßzyklen (durch entsprechende Beschaltung von IC 11.2 und 11.1 Pin 12) in eine verhältnismäßig ruhige Digitalanzeige umgewandelt werden. Für die üblichen Peilaufgaben ist die Peilgenauigkeit ausreichend, der besondere Vorteil liegt in der schnellen und verzögerungsfreien Anzeige. Im Mobilbetrieb macht man vorteilhaft mehrere Bezugsmessungen zu bekannten Senderstandorten (z. B. Relais), damit eine weitere Mittelung der Hauptpeilrichtung erfolgen kann.



Antennenschalter und Antennenfeld

Je nach Anwendungsart kann ADAP 1 mobil mit dem Antennenfeld auf dem Autodach oder stationär an der Feststation betrieben werden. Wie aus den Bildern im einführenden Aufsatz (Heft 13) ersichtlich, wurde auch ein Antennenfeld aufgebaut, das – als Schirm getarnt – durchaus noch Beweglichkeit garantiert und am autofreien Sonntag benutzt werden kann.

Antennenschalter ADAP 1c

Die Ansteuerung des IC 8 erfolgt von Q 8, 9, 10. Der Decoder wirkt direkt über jeweils zwei PIN-Dioden auf das Antennenfeld (*Bild 10*). Da diese Dioden nur etwa eine Mark kosten, ist dieser Aufwand vertretbar. Sparen kann man beim Selbstanfertigen der Drosseln, da deren Induktivität weitgehend unkritisch ist. Man verwende dazu 0,3-W-Widerstände über 20 kΩ und bewickle sie mit 0,2 CuL, ca. 25 Windungen, verklebe und kontaktiere sie (L ≈ 1,5 µH).

(Schluß folgt)

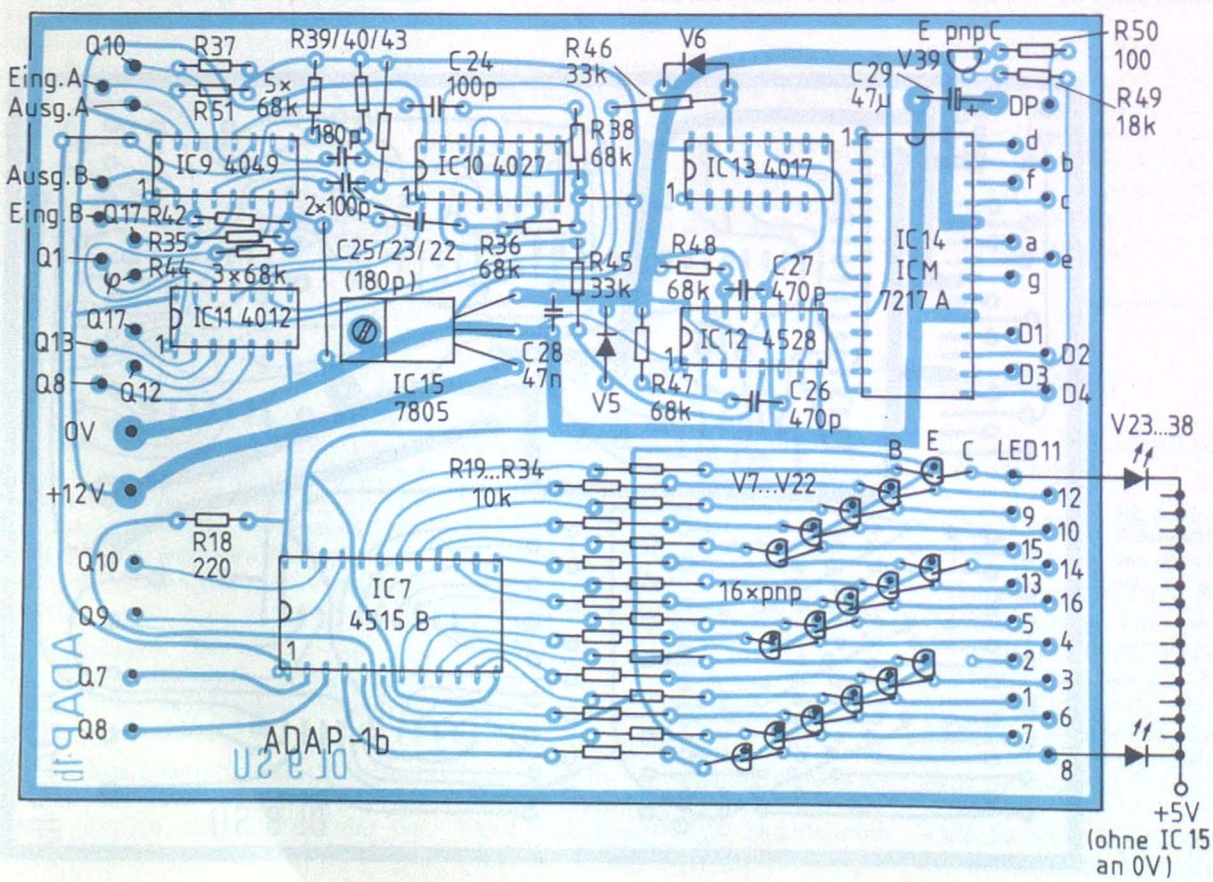


Bild 8. Bestückungsplan für die Platine ADAP 1b

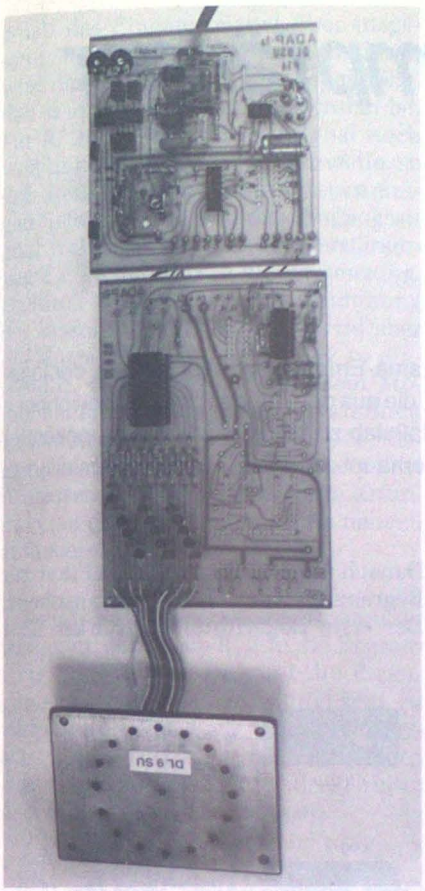


Bild 9. Ansicht der bestückten Platinen. Auf die digitale Anzeige wurde hier verzichtet

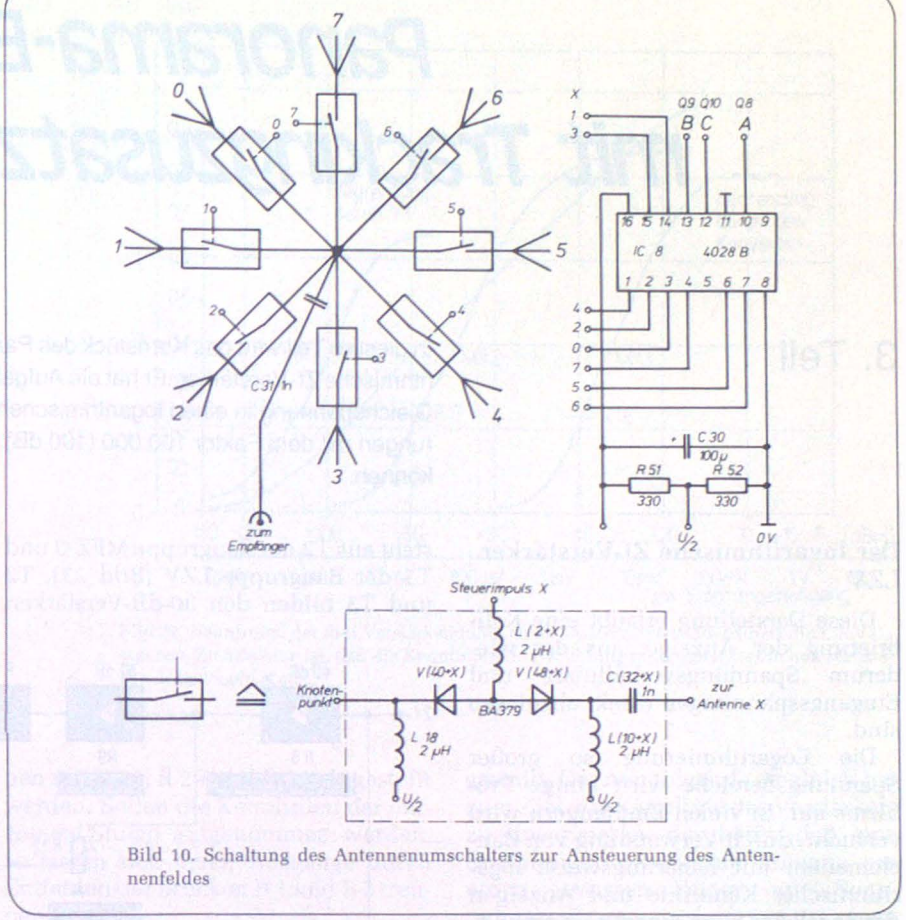


Bild 10. Schaltung des Antennenumschalters zur Ansteuerung des Antennenfeldes

Stückliste für das Peilsystem ADAP 1

Integrierte Schaltungen:

IC 1	4040 B
IC 2	4024 B
IC 3	1458
IC 4	1458
IC 5	1458
IC 6	4051 B
IC 7	4515 B
IC 8	4028 B
IC 9	4049 B
IC 10	4027 B*
IC 11	4012 B*
IC 12	4528 B*
IC 13	4017 B*
IC 14	ICM 7217 A*
IC 15	7805*

4stelliges Display mit gem. Anode oder 4 einzelne Anzeigen, z. B. DL 707*.

* nur für Digitalanzeige erforderlich.

Halbleiter:

V 1	2N 708 o. ä.
V 2...V 6	1N 4148 o. ä.
V 7...V 22	BC 250 o. ä.
V 23...V 38	LED, beliebig
V 39	BC 250 o. ä.
V 40...V 55	BA 379 (PIN-Dioden)
V 56	Diode ≧ 1 A, z. B. 1N 4001

Widerstände 0,25 W:

R 1	56 kΩ
R 2...R 4	33 kΩ
R 5	47 kΩ (Poti)
R 6	150 Ω
R 7	100 Ω (Poti)
R 8	270 kΩ
R 9...R 11	12 kΩ
R 12	100 kΩ
R 13	12 kΩ
R 14	22 kΩ
R 15...R 17	12 kΩ
R 18	220 Ω
R 19...R 34	10 kΩ
R 35...R 44	68 kΩ
R 45, R 46	33 kΩ
R 47, R 48	68 kΩ
R 49	18 kΩ
R 50	100 Ω
R 51, R 52	330 Ω

Kondensatoren:

C 1	100 pF
C 2	180 pF
C 3...C 10	10 nF
C 11, C 12	0,1 µF
C 13...C 15	47 nF
C 16	6,8 nF
C 17	100 nF
C 18	47 nF
C 19	100 nF
C 20	6,8 nF
C 21	100 µF
C 22...C 24	100 pF
C 25	180 pF
C 26, C 27	470 pF
C 28	47 nF
C 29	47 µF
C 30	100 µF
C 31...C 39	1...2 nF

Spulen:

L 1 455 kHz, Kern weiß oder gelb, mit C

L 2...L 9	2 µH	siehe Text
L 10...L 17	2 µH	
L 18	2 µH	

Panorama-Empfänger mit Trackingzusatz

3. Teil

In diesem Teil wird das Kernstück des Panorama-Empfängers beschrieben: der logarithmische Zf-Verstärker. Er hat die Aufgabe, die aus dem Eingangssignal gewonnene Gleichspannung in einen logarithmischen Maßstab zu bringen, um Spannungsänderungen mit dem Faktor 100 000 (100 dB) überhaupt auf dem Bildschirm darstellen zu können.

Der logarithmische Zf-Verstärker LZV

Diese Darstellung erlaubt eine Kalibrierung der Anzeige, aus der wiederum Spannungsverhältnisse und Eingangsspannungen direkt abzulesen sind.

Die Logarithmierung so großer Spannungsbereiche wirft einige Probleme auf. In vielen Empfängern wird versucht, durch Verwendung von Bauelementen mit näherungsweise logarithmischer Kennlinie und Anzeigen der Regelspannung eine dB-lineare Anzeige zu erreichen. Dies gelingt manchmal, wenn man zusätzlich mit trickreichen Widerstandsnetzwerken etwas für die Entzerrung der Kennlinie tut. Trotzdem ist dieser Weg für dynamisch abgestimmte Geräte wie Spektrumanalysatoren und Panorama-Empfänger mit großen Problemen verbunden.

Daher geht man dazu über, die logarithmierte Spannung direkt aus der Eingangsspannung zu erzeugen. Diese Kettengleichrichtungsverstärker umgehen das Problem der Einschwingzeit, da sie die Zwischenfrequenz in mehreren Stufen gleichrichten und dann die Gleichrichterströme aufsummieren. Diskret aufgebaut ist der Aufwand für solche Verstärker beträchtlich. Hier hilft die Industrie, die seit einiger Zeit ICs anbietet, die ein Eingangssignal in einem Bereich von etwa 40 dB in ein dB-lineares Ausgangssignal verwandeln. Um auf einen Anzeigebereich von etwa 100 dB zu kommen, kann man drei dieser Schaltkreise koppeln.

Schaltungsbeschreibung

Bild 22 zeigt das Blockschaltbild der Baugruppe LZV. Der erste regelbare 40-dB-Verstärker, an welchem die Grundverstärkung einstellbar ist, besteht aus T2 der Baugruppe MFZ-3 und T1 der Baugruppe LZV (*Bild 23*), T2 und T3 bilden den 30-dB-Verstärker. Danach folgt ein keramisches Filter zur Begrenzung des Breitbandrauschens. Der erste Logarithmierverstärker IC 1

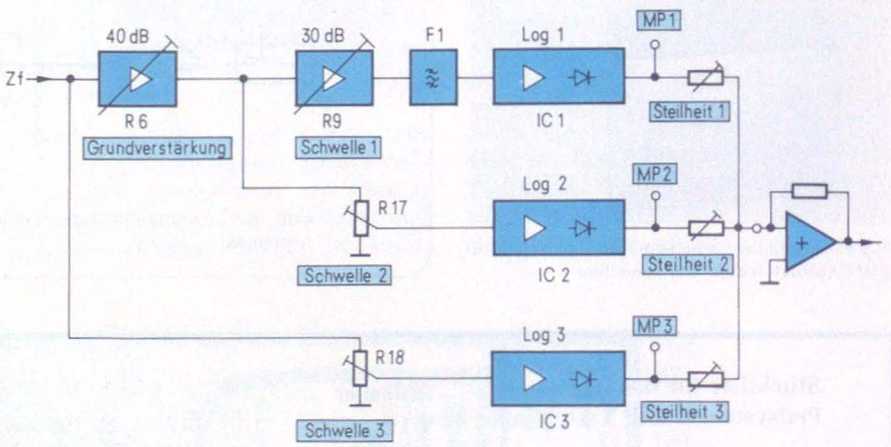


Bild 22. Das Blockschaltbild des logarithmischen Zf-Verstärkers

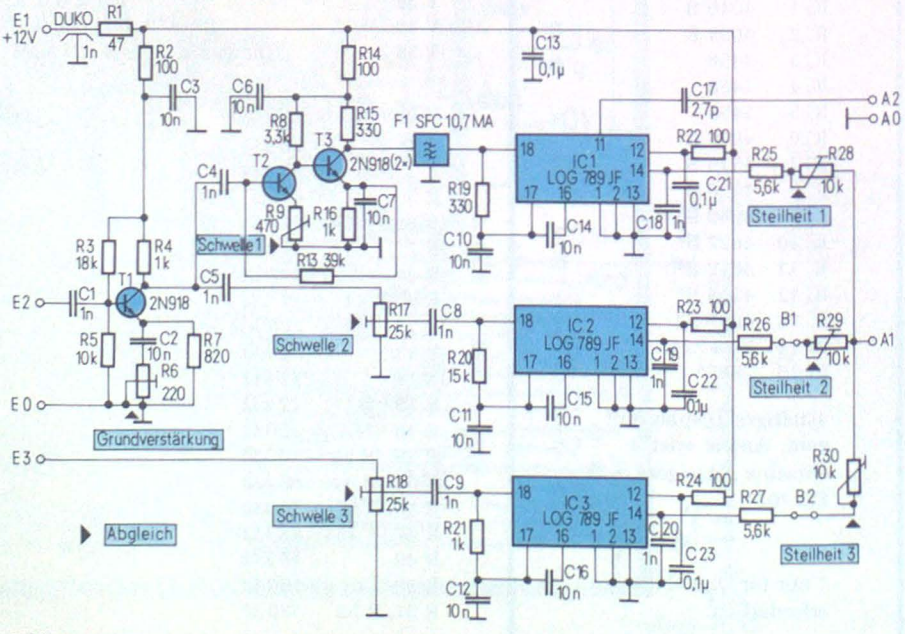


Bild 23. Gesamtschaltung des Zf-Verstärkers LZF

erhält das Eingangssignal über insgesamt 70 dB Vorverstärkung. Dadurch wird das Rauschen so weit angehoben, daß es auf dem Bildschirm sichtbar ist. Für IC 2 und IC 3 ist das Signal noch weit unter deren Ansprechschwelle, so daß diese ICs keine Ausgangsspannungen liefern. Steigt nun das Eingangssignal weiter an, so geht der Verstärkerzug T2, T3 und IC 1 in die Begrenzung. Dadurch würde sich eine Krümmung der Kennlinie ergeben. Nun wird aber die Ansprechschwelle von IC 2 so eingestellt, daß dieses IC in diesem Moment anfängt, eine Ausgangsspannung zu liefern. Durch die Addition der Ausgangsspannungen ergibt sich ein fast nahtloser Übergang, da sich die Krümmungen der beiden Kennlinien nahezu aufheben.

Steigt nun die Eingangsspannung weiter an, geht auch IC 2 in die Begrenzung, und IC 3 übernimmt die Erzeugung der Ausgangsspannung. Um zu verhindern, daß auch der dritte Verstärkerzug frühzeitig begrenzt, wird dessen Eingangsspannung direkt hinter dem Quarzfilter abgenommen.

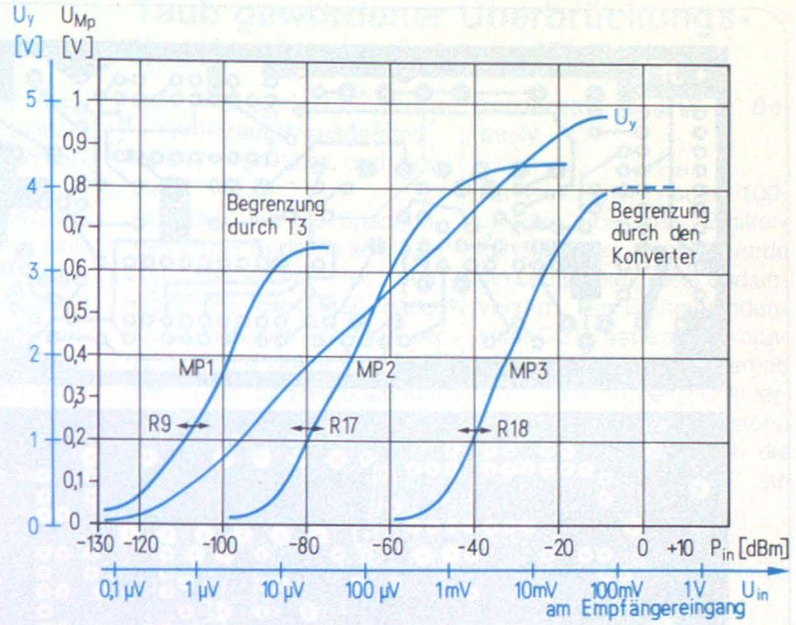


Bild 25. Kennlinien der drei Verstärkerstufen eines Mustergerätes, die addiert die Linie U_Y ergeben. Zu beachten ist, daß die Kennlinien in Y-Richtung mit unterschiedlichen Maßstäben aufgetragen sind

Bild 24 zeigt den Meßaufbau zur Aufnahme der Kennlinien. *Bild 25* zeigt die Kennlinien der drei Verstärkerstufen und die Gesamtkennlinie nach der Addition. Um nun die Gesamtkennlinie optimal dB-linear abgleichen zu können, stehen sechs Abgleichpunkte zur Verfügung. Mit R 9, R 17 und R 18 können die Einsatzschwellen der einzelnen Verstärkerzüge und die Übernahmepunkte so eingestellt werden, daß sich die Kennlinienkrümmungen möglichst gut kompensieren. Die Steigungen der Kennlinien in den drei Bereichen können mit R 28, R 29 und R 30 eingestellt werden. Sollen die Kennlinien der einzelnen Stufen aufgenommen werden, so lassen sich deren Ausgänge durch Entfernen der Brücken B 1 und B 2 trennen.

Abgleich

Die Baugruppe LZV gleicht man am besten im fertig verdrahteten und funktionierenden Panorama-Empfänger ab. Die zweiseitig kaschierte Platine zum Aufbau zeigt *Bild 26*, den Bestükkungsplan zeigt *Bild 27*.

Zuerst wird mit R 9 die Rauschspannung am Ausgang auf etwa 10 mV eingestellt. Der nun folgende Abgleich hat zum Ziel, die Kennlinie des Verstärkers zu linearisieren, das heißt, daß eine Spannungsänderung am Eingang um einen gewissen Faktor eine Spannungsänderung am Ausgang um einen konstanten Betrag hervorrufen muß, und zwar unabhängig davon, an welcher Stelle der Kennlinie die Spannungsänderung erfolgt. Wenn zum Beispiel die Eingangsspannung von 1 µV auf 3,16 µV erhöht wird, muß sich die Ausgangsspannung um den gleichen Betrag ändern, wie wenn man die Eingangsspannung etwa von 1 mV auf 3,16 mV erhöht.

Die einfachste Abgleichmethode benützt die Filterflanke des Quarzfilters als „spannungsgesteuertes Dämpfungsglied". Hierzu wird am Empfängereingang ein unmoduliertes Signal von etwa 1 mV eingespeist. Dieses kann von einem Meßsender oder von einer naheliegenden Station stammen. Nun wird die Flanke der zu sehenden Durchlaßkurve des Filters über die ganze Bildbreite gedehnt. Jetzt muß man noch dafür sorgen, daß das Eingangssignal periodisch um einen gewissen Betrag (zum Beispiel 10 dB) reduziert wird. Dieses könnte etwa durch Anschluß eines Rechteckgenerators an den Regeleingang des FV-C erfolgen. Im Panorama-Empfänger gibt es dafür jedoch eine elegantere Möglichkeit. Obwohl die folgende Baugruppe noch nicht beschrieben wurde, soll doch an dieser Stelle bereits der Abgleich für den LZV beschrieben werden.

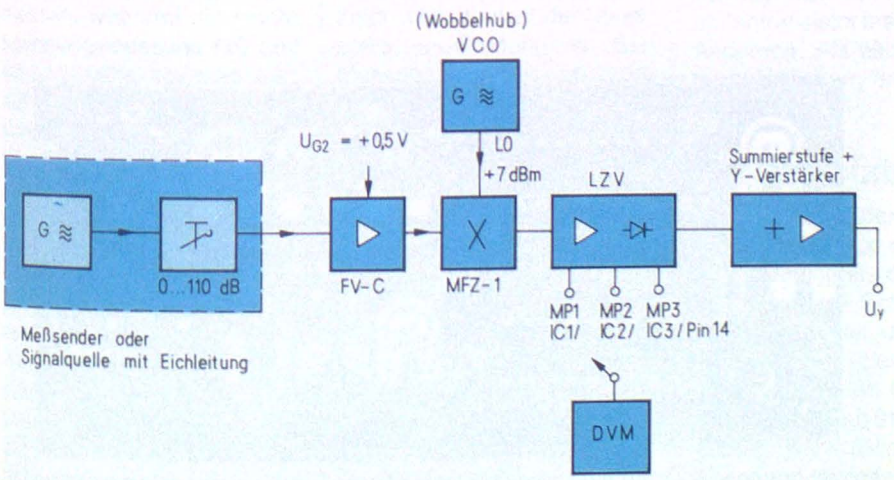


Bild 24. Meßaufbau zur Aufnahme der Kennlinien des Zf-Verstärkers. Um die einzelnen Kennlinien der drei Verstärkerstufen aufzunehmen, müssen die Brücken B1 und B2 getrennt werden

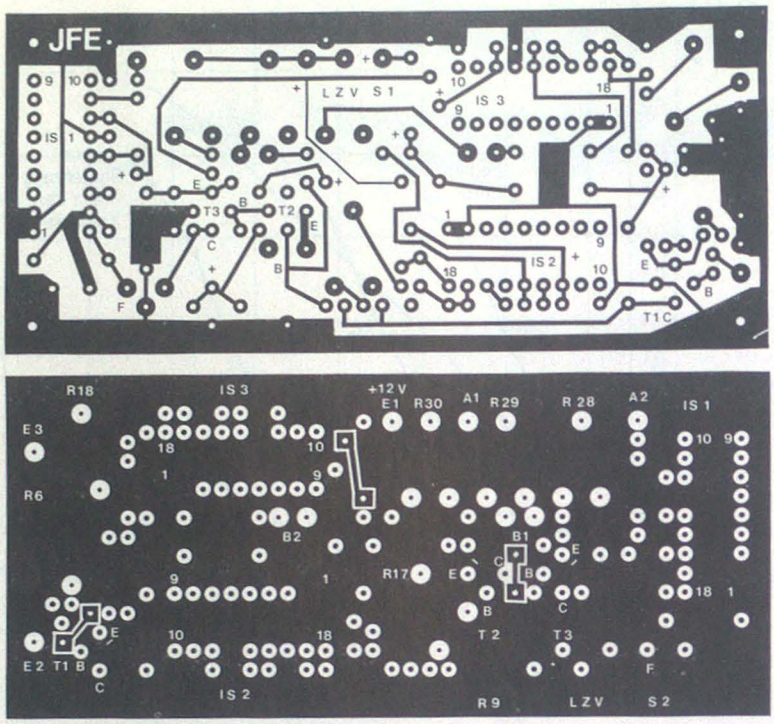


Bild 26. Die Platine des LZV ist zweiseitig kaschiert, oben die Lötseite, unten die Bauteileseite

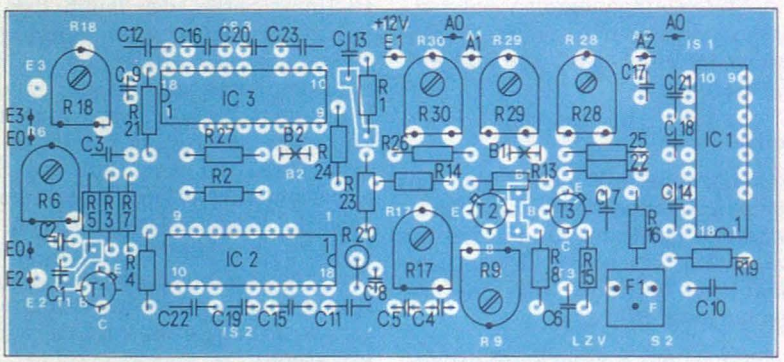


Bild 27. Bestückungsplan des logarithmischen Zf-Verstärkers LZV

die richtige Steilheit der Kennlinie zu erhalten, mit dem Poti auf 5 dB eingestellt werden. Auf dem Bildschirm ist nun die Filterflanke zweimal zu sehen, einmal mit vollem und einmal mit 5 dB abgesenktem Signal. Der Abstand der beiden Linien in Y-Richtung (nicht der senkrechte Abstand und auch nicht eine eventuell durch das Quarzfilter entstehende Krümmung der Linien) ist nun das direkte Maß für die Steigung der Kennlinie an der betreffenden Stelle. Ist die Kennlinie an einer Stelle steiler, wird der Abstand größer; ist sie flacher, wird er kleiner. Mit den Abstimmelementen auf der Platine muß nun versucht werden, den Abstand überall gleich groß und auf etwa ein Kästchen am Oszilloskop einzustellen. Dafür sollte R 3 auf der Platine ASG 1 auf etwa 80 % des Endwertes eingestellt sein. Zu beachten ist beim Abgleich nur, daß R 18 nicht auf voller Verstärkung steht, da dies Rückwirkungen auf das Filter hat.

Diese Abgleichmethode liefert bei geringstem Zeitaufwand die besten Ergebnisse, da die Kennlinienkrümmungen als Abstandsänderung sehr deutlich zu sehen sind.

Ist keine Verbesserung mehr möglich, können die Abstufungen mit einer Eichleitung überprüft und die beiden Stellungen des Schalters (10 und 20 dB/cm) eingestellt werden. Durch Fertigungstoleranzen des Verstärkers können nicht abgleichbare Unlinearitäten auftreten, die jedoch bei den Mustergeräten immer unter 3 dB Abweichung vom Idealwert blieben. *Bild 28* zeigt den fertig aufgebauten Zf-Verstärker.

(Fortsetzung folgt)

Hierfür sind an der Ablaufsteuerung ASG provisorisch folgende Änderungen vorzunehmen:

- Funktionsschalter S 9 auf Stellung 2,
- über ein Poti eine Verbindung von IC 8, Pin 1 auf den Regeleingang des FV-C herstellen (vorher die Verbindung zu S 3 ablöten),
- Pin 10 von IC 5 auf Masse legen.

Jetzt wird vom Flipflop IC 8 die Verstärkung des FV-C bei jedem zweiten Strahldurchlauf reduziert. Das Maß dieser Reduzierung ist für den Abgleich an sich unkritisch, es sollte jedoch, um

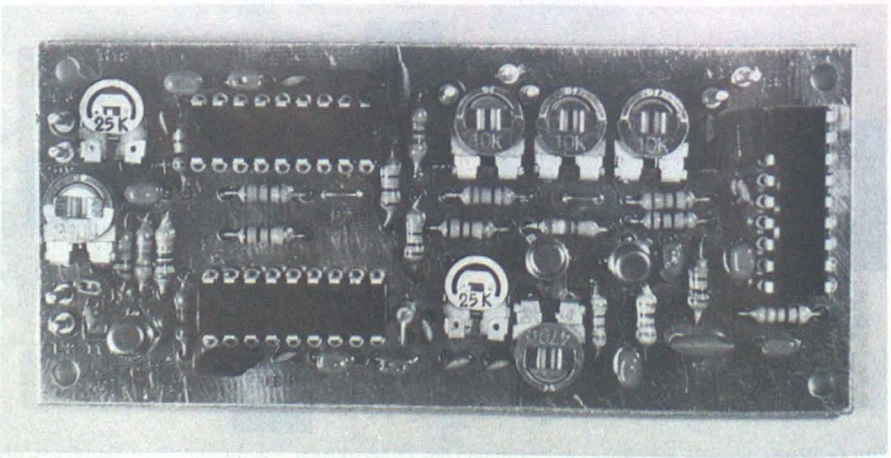


Bild 28. Fertig bestückte Platine des LZV

Panorama-Empfänger mit Trackingzusatz

4. Teil

Im Rahmen unserer in Heft 12 begonnenen Beschreibung eines Spektrum-Analysators für das 2-m-Amateurband wird hier dargelegt, wie die FM-Demodulation und die Ansteuerung des Mithörlautsprechers erfolgen.

Der PLL-Demodulator

Die Baugruppe PLL dient im Panoramaempfänger zum Demodulieren von FM-Signalen. Nach dem Betrachten der Schaltbilder käuflicher Amateurfunkgeräte, besonders aus Japan, könnte man fast zu dem Schluß kommen, daß es nur nach dem nochmaligen Heruntermischen der Zf auf 455 kHz möglich ist, ein FM-Signal zu demodulieren. Diese Methode bürgerte sich ein, da die meisten FM-Zf-ICs die Beschaltung dafür integriert haben. Versucht man nun aber, auf 10,7 MHz einen Koinzidenz-Demodulator aufzubauen, stößt man auf mehrere Schwierigkeiten, wie z. B. hohe notwendige Güte des Demodulatorkreises, unzureichend funktionierende Rauschsperre und mögliche Nebenempfangsstellen, die bei normalen Empfängern zwar noch zu tolerieren sind, aber bei einem Panorama-Empfänger zur Anzeige von nicht vorhandenen Trägern führen können.

Um diese Schwierigkeiten zu umgehen, wurde ein nicht allzu gebräuchlicher Weg gewählt und ein PLL-Demodulator auf der Zwischenfrequenz von 10,7 MHz eingesetzt. Bei der Schaltung in *Bild 29* wird die Frequenz eines spannungsgesteuerten Oszillators (VCO) mit dem Zf-Signal verglichen und nachgeregelt. Die Regelspannung ist dabei von der Nf überlagert, die direkt einem Nf-Verstärker zugeführt werden kann. Durch Verändern der Bandbreite des Loopfilters läßt sich der Einfluß des Zf-Breitbandrauschens ausschalten. Wenn man die Loopfilter-Bandbreite kleiner als die halbe Zf-Filterbandbreite macht, läßt sich sogar ein schmaleres Zf-Filter simulieren. Dies ist bei dem Panoramaempfänger besonders nützlich, da man aus Einschwing- und Stabilitätsgründen mit einem 30 kHz breiten Zf-Filter arbeiten kann. Diese Filter sind im Moment auch sehr preiswert erhältlich. Die Empfindlichkeit läßt sich durch Verkleinern der Loopfilterbandbreite auf einen Wert erhöhen, wie er sonst nur von Empfängern mit schmalerem Zf-Filter erreicht wird. Beim Mustergerät wurde mit einem 30-kHz-Filter eine Empfindlichkeit von besser als 0,15 µV bei 10 dB Signal-Rauschabstand gemessen.

Schaltungsbeschreibung

Das Zf-Signal wird über 2,7 pF aus dem logarithmischen Zf-Verstärker ausgekoppelt und erreicht über ein keramisches Filter einen Begrenzerverstärker vom Typ TBA 120. Das begrenzte Signal wird einem Mischerbaustein (SO 42P) zugeführt. Dieser arbeitet als VCO und Phasenvergleicher. Der VCO wird mit der Varicapdiode D 2 abgestimmt. Die Abstimmspannung wird über R 7 zugeführt. Dieser bildet mit C 14 und R 10 das Loopfilter, dessen Masseverbindung an den Ausgang LF herausgeführt ist. Wird dieser Ausgang mit 330 Ohm gegen Masse beschaltet, ergibt sich eine für Amateurfunkanwendungen normale Loopfilterbandbreite. Je kleiner dieser Widerstand wird, um so schmaler wird die Bandbreite und um so mehr Nf liefert der Baustein am Nf-Ausgang. Um beim Umschalten die Lautstärke konstant zu halten, wird über den Ausgang L ein Teil der Nf über einen Kondensator und einen Widerstand auf Masse abgeleitet. Der Transistor T 1 arbeitet als Pufferverstärker für die Nf. Der Aufbau erfolgt auf der ebenfalls zweiseitig kaschierten Platine nach *Bild 30*, den zugehörigen Bestückungsplan zeigt *Bild 31*.

Abgleich

Der Abgleich erfolgt im fertig aufgebauten Empfänger. Während der Empfänger auf eine nicht belegte Frequenz eingestellt ist, sucht man mit L 1 den

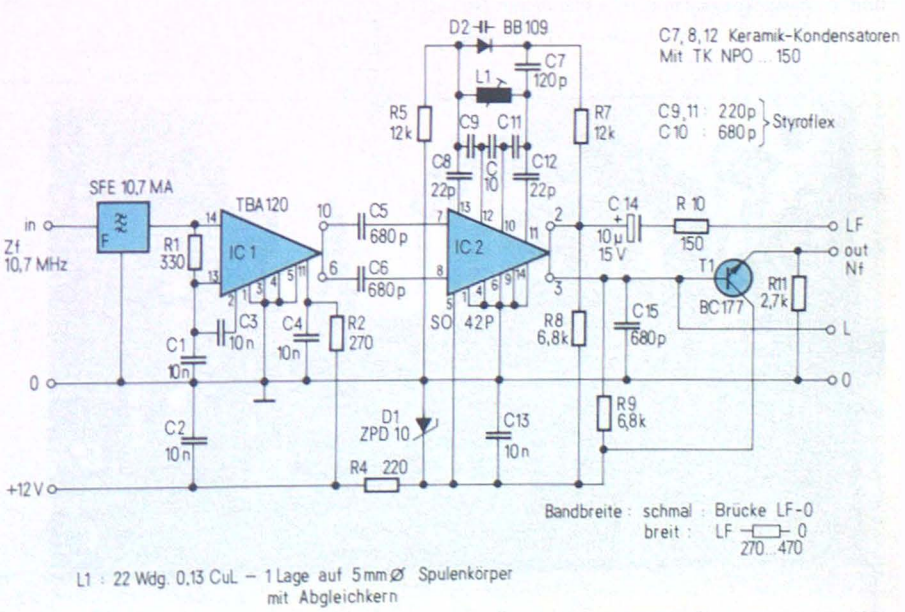


Bild 29. Schaltung des Demodulators mit spannungsgesteuertem Oszillator

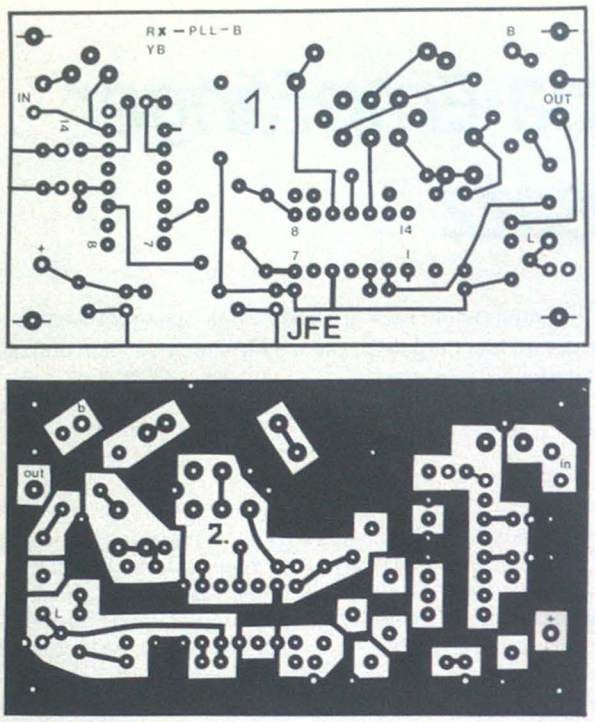


Bild 30. Platine des PLL-Demodulators; oben: Lötseite, unten: Bauteileseite

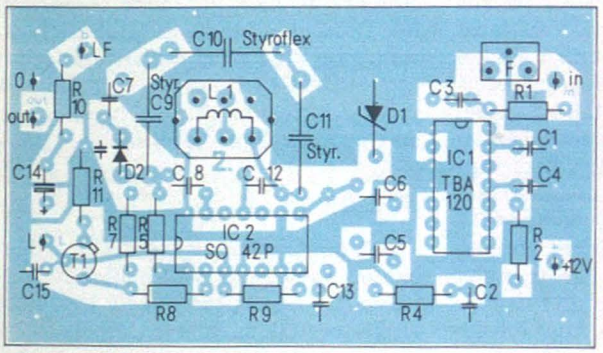


Bild 31. Bestückungsplan für die Platine des Demodulators

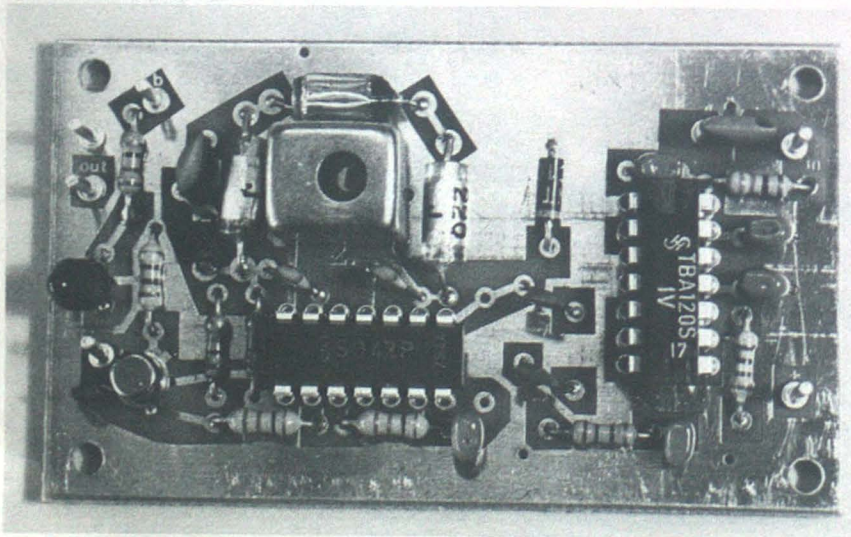


Bild 32. Ansicht der fertigen Demodulator-Baugruppe

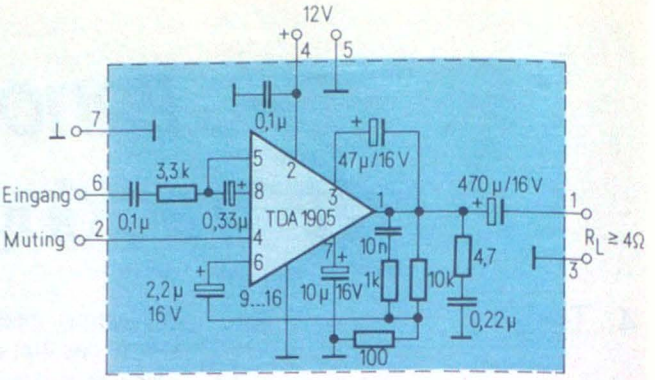
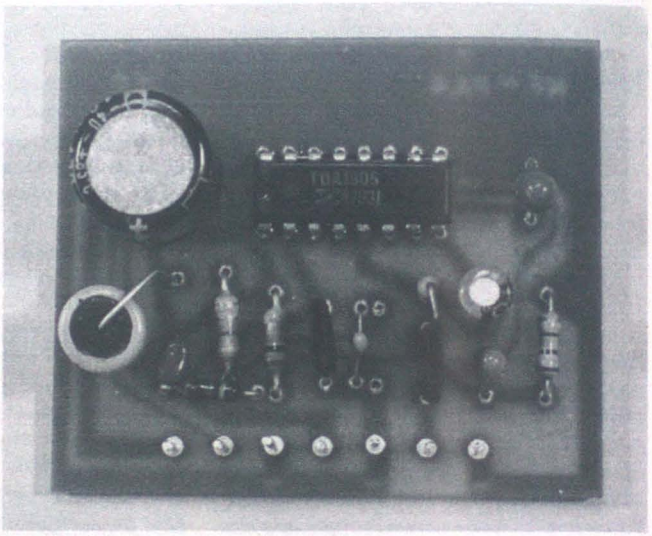


Bild 33. Die Schaltung des Nf-Verstärkers mit dem TDA 1905 liefert bei 12 V Versorgungsspannung eine Ausgangsleistung von etwa 3 W



▲ Bild 34. Fertig bestückte Nf-Platine

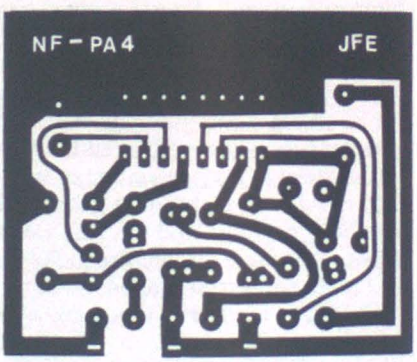


Bild 35. Platine NF-PA 4 für den Nf-Verstärker des Panorama-Empfängers

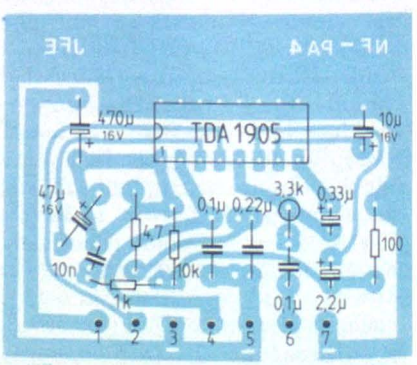


Bild 36. Bestückungsplan für den Nf-Verstärker

Punkt, an dem das Rauschen sprunghaft ansteigt. Dies ist der Fall, wenn die PLL auf das Rauschen einrastet. Am engsten ist dieser Bereich bei kleiner Loopfilterbandbreite. Danach gleicht man die Loopfilterbandbreite in der Stellung „schmal" mit dem externen Poti so ab, daß ein empfangenes, normal moduliertes Signal nicht zu stark verzerrt wiedergegeben wird. Nun gleicht man noch das vom Ausgang L über 1,5 µF gegen Masse gehende Poti so ab, daß die NF-Lautstärke bei der Umschaltung „Breit-Schmal" möglichst gleich bleibt. Die externe Beschaltung der Platinen wird später zusammenfassend beschrieben.

Der PLL-Demodulator eignet sich übrigens auch sehr gut zum Nachrüsten älterer Empfänger. Durch Ändern der Loopfilterbandbreite können damit sogar Rundfunksender demoduliert werden. Den fertig aufgebauten Baustein zeigt *Bild 32*.

Der Nf-Verstärker NF-PA 4

Die Baugruppe NF-PA 4 ist bis auf wenige Änderungen mit einer in [1] vorgestellten Schaltung identisch, so daß eine ausführliche Beschreibung hier entfallen kann. Zusätzlich zur ursprünglichen Schaltung enthält die hier abgedruckte Schaltung (*Bild 33*) ein RC-Glied (1 kΩ/10 nF) in der Gegenkopplung des Verstärkers, welches höherfrequente Anteile der Nf absenkt.

Der Verstärker liefert bei 12 V Versorgungsspannung und 8 Ω Last ohne zusätzliche Kühlung eine Ausgangsleistung von etwa 3 Watt, welche für den Panorama-Empfänger mehr als ausreichend ist. Zu erwähnen ist noch, daß bei Spannungen zwischen 1,4 V und 5,1 V am Muting-Eingang das IC aktiviert ist.

Bild 34 zeigt den auf einer Platine nach *Bild 35* aufgebauten Nf-Verstärker. Den Bestückungsplan für den Verstärker zeigt *Bild 36*.

Literatur

[1] *Herbert Sax*: IC-Verstärker für 6...13 W, FUNKSCHAU Heft 22/1979, Seite 1319 ff.

(Fortsetzung folgt)

Schaltungskniff

TTL-Tester

Es gibt viele Digitaltester, die verhältnismäßig teuer sind und nur die Zustände „1" und „0" anzeigen. In der TTL-Technik entspricht ein offener Eingang einer „1". Dieser Zustand (offener Eingang ≙ Leiterbahnbruch oder kalter Lötstelle) wird also von diesen Testern falsch interpretiert.

In der hier vorgestellten Schaltung erfolgt die Anzeige über eine Siebensegment-Anzeige (*Bild 1*). Die gesamte Schaltung läßt sich bei etwas Geschick in einem leeren Tablettenröhrchen aus durchsichtigem Plastik unterbringen. Die für die Schaltung erforderliche Spannung (+ 5 V) wird wie üblich aus der Stromversorgung der zu prüfenden Schaltung entnommen.

In *Bild 2* ist die Schaltung dargestellt. Die Werte der Widerstände R3, R4, R5 sind abhängig von der Helligkeit der verwendeten Siebensegment-Anzeige. Die Werte liegen zwischen 220 und 350 Ohm und können durch Versuch ermittelt werden. Die Beschaltung des IC 7400 und der Anzeige ist aus *Bild 3* zu ersehen.

Bei Verwendung von $^1/_8$-W-Widerständen läßt sich die Schaltung sehr klein aufbauen. Eine Platine ist nicht erforderlich. Es wird eine Siebensegment-Anzeige mit gemeinsamer Katode verwendet. Von der hier gezeigten Pin-Belegung der Siebensegment-Anzeige gibt es Abweichungen (siehe auch Poster in Heft 6/1980)

Zum Überprüfen der fertigen Schaltung wird sie an eine 4,5-Volt-Batterie angeschlossen. Es leuchtet der mittlere Balken der Siebensegment-Anzeige auf. Das entspricht einem offenen Eingang. Hält man die Meßspitze an den Minuspol der Batterie; wird die „0" angezeigt, hält man sie auf den Pluspol der Batterie, erscheint die Anzeige „L". Diese entspricht der „1".

Erwin Nass

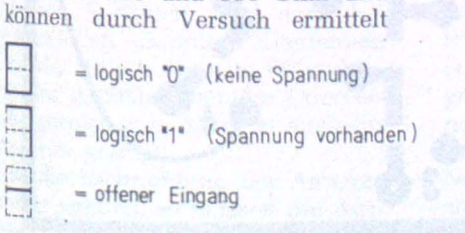


Bild 1. Darstellung der logischen Zustände mit einer Siebensegment-Anzeige

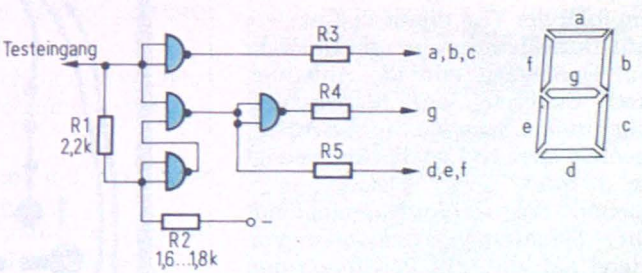


Bild 2. Schaltung des Digitesters

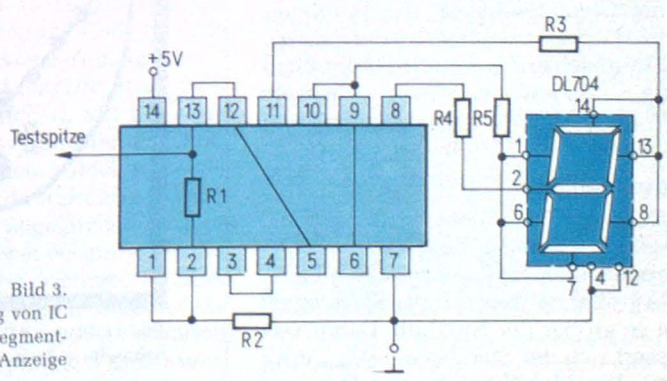


Bild 3. Verdrahtung von IC und Siebensegment-Anzeige

Dipl.-Ing. Günther Zopp

Automatischer Amateur-Peiler mit Dopplereffekt

3. Teil

Der dritte und letzte Teil berichtet über die Bestückung der Platine ADAP 1c, über die Herstellung des Antennenfeldes und den Abgleich des Amateur-Peilers.

Da die Rückseite der Platine voll kaschiert bleibt (*Bild 11*), werden alle Bauteile direkt auf der geätzten Leiterbahn aufgelötet (*Bild 12*), nur die Kabelseelen, ein Widerstand nach Masse und die Anschlußpins werden durch Bohrungen von der Rückseite aus zugänglich. Um ein Abknicken der Antennenkabel zu verhindern, werden 8 mm lange Messinghülsen mit 4 mm ∅ auf die Rückseite gelötet und die Antennenkabel mit Abschirmung eingelötet. Schrumpfschlauch sichert den Übergang gegen Witterungseinflüsse. Die Platine ADAP 1c wird in ein kleines abgeschirmtes Kästchen unterhalb des Antennenfeldes angebracht.

Die Koaxialkabel vom Umschalter zu den Einzelantennen müssen aus gleichem Material und gleich lang sein. Damit klare Widerstandsverhältnisse vorliegen, soll die Länge $l = \lambda/2 \cdot$ Verkürzungsfaktor = 67 cm betragen. Alle Steuerleitungen zwischen Peiler und Antennenfeld sollten mit ca. 1 nF an Beginn und Ende abgeblockt werden. Dann folgt der Test dieser Platine:

1. Mit Durchgangsprüfer alle Drosseln auf Durchgang und die Antennen und Zuleitung auf Masseschluß überprüfen. Schalten Sie das Antennenfeld an + 12 V, der Strom beträgt ca. 35 mA.
2. Steuern Sie das Antennenfeld mit drei Schaltern nacheinander von Hand auf alle acht Positionen und überprüfen Sie mit einem Empfänger die Gleichmäßigkeit des Empfangs (evtl. Diodenaustausch oder Ersatz).

Zur gleichmäßigeren Hf-Durchschaltung können zu den Drosseln L 10...L 18 Reihenwiderstände von 33 Ω erforderlich sein.

Antennenfeld

Hier kann sich jeder Bastler je nach Geschick austoben. Folgende Anhaltspunkte sollen Ihnen eine Hilfe sein.

Je größer der Basiskreis der Antenne, um so größer der Nutzhub. Damit verbessert sich der Störabstand (D_{max} etwa 2 m). Für Mobilbetrieb wird D = 1 m das größte sein, was man vertreten kann. Ein altes Verkehrsschild vom Schrottplatz mit D = 0,6 m hilft sparen und verringert die Arbeit. Für Radials kann man Stahldraht schleifenförmig am Umfang anordnen. Als Antennenverbinder kann man Bananenstecker und Buchsen verwenden. Je nach Möglichkeit sind natürlich auch vergoldete Kontakte oder Klemmeinrichtungen möglich. Als Antennenstab eignet sich rostfreier Stahl. Wer keinen Bezug kennt, soll nach Schweißdraht für rostfreien Stahl in Spezialgeschäften fra-

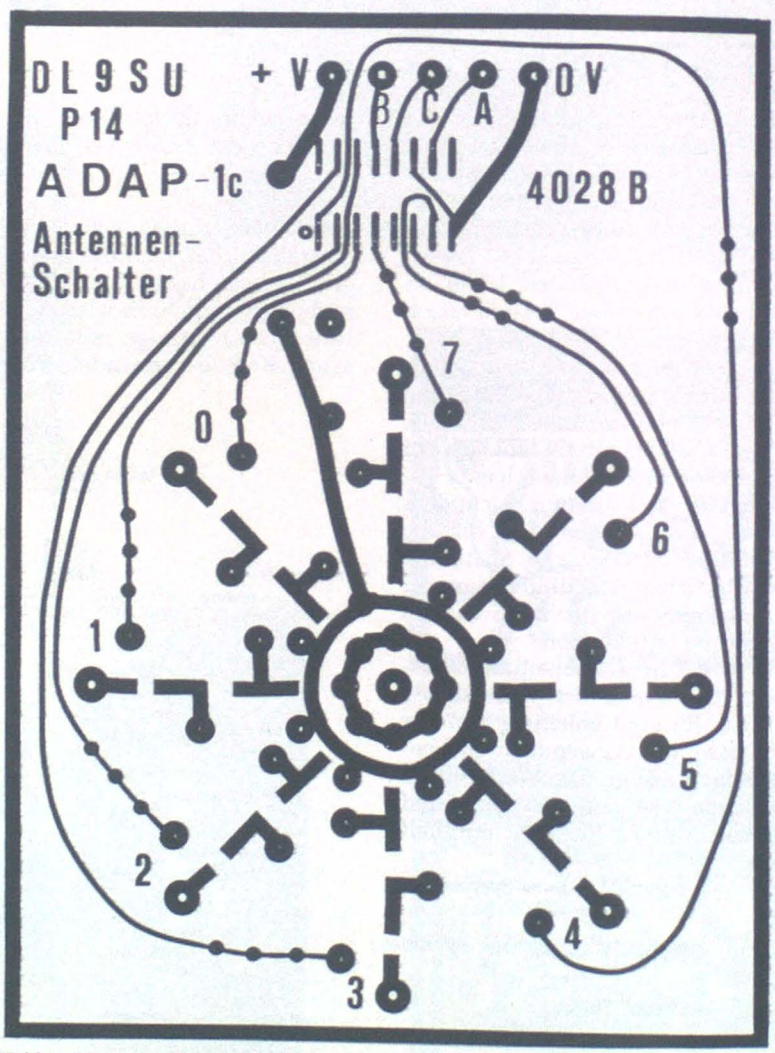


Bild 11. Platine ADAP 1c für den Antennenumschalter. Die Bauteile werden auf der Leiterbahnseite verlötet, die Rückseite ist durchgehend kupferkaschiert

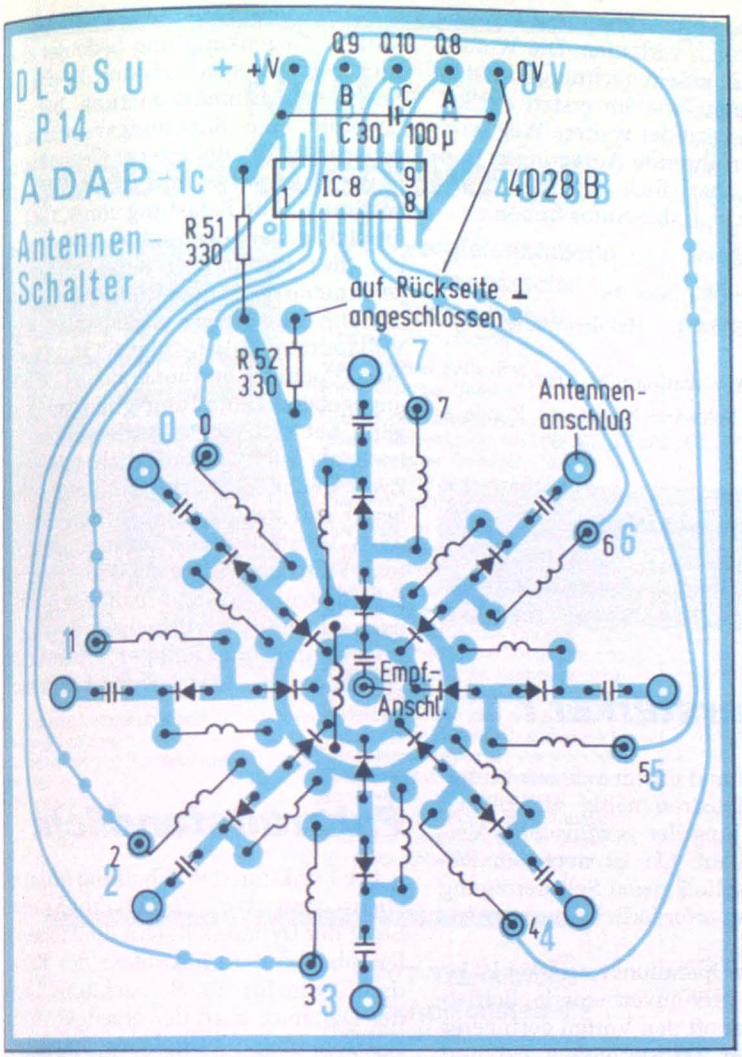


Bild 12. Bestückungsplan zur Platine ADAP 1c

- Bestückung auf „Lötseite"
- Rückseite kaschiert.
- Anschlüsse (Ant., Empf. A,B C,+V,0V) von Rückseite.
- alle Spulen 2µH
- alle Kondensatoren 1...2 nF
- Bauteileanschlüsse nicht durchgesteckt (außer R52) (Flat-Pack-Montage)
- alle Dioden BA 379 (PIN-D)

gen. Diesen Schweißdraht gibt es in 1-m-Stäben mit verschiedenen Durchmessern.

Für portablen Betrieb hat der Autor einen Sonnenschirm so mit Zusatzgelenken versehen, daß der sich selbsttätig öffnende Schirm auch die 8 x λ/4-Antennen aufstellt. Der Antennenschalter ist speziell angefertigt und konzentrisch um die Schirmmitte gruppiert (*Bild 13*). Für Feststationen mit guter Antennenmöglichkeit bietet die Anordnung mit acht Dipolen, die mit Gamma-Anpassung gespeist werden, die besten Erfolge. Diese Anordnung der Antennen wird auch bei kommerziellen Doppler-Peilantennen verwendet. Durch die gute Erdverbindung der Al-Stäbe über die Querverbindungsstege zum Mast ist auch für Blitzschutz gesorgt.

Soll die Drehrichtung der Antenne geändert werden, so müssen die Ausgänge Q 7, 8, 9, 10 für IC 7 und IC 8 invertiert werden. Die Zählung läuft dann in umgekehrter Reihenfolge. Es eignet sich dafür gut das EXOR 4030 B. Damit lassen sich die Geometriefehler des Aufbaues ausmitteln. Es folgt ein letzter Test.

Das Zusammenschalten aller Baugruppen mit FM-Empfänger und Antennenfeld

1. Die Stromaufnahme soll nicht mehr als 150 mA betragen.
2. Empfang sollte möglich sein, wenn S 1 offen ist. Mehrfaches Umschalten zeigt, da jeweils eine andere Antenne durchgeschaltet ist, daß alle acht Antennen in Ordnung sind (jeweils etwa gleiche S-Meter-Anzeigen).
3. Aussteuerungs-Kontrolle und evtl. R 5/R 7 nachgleichen. Mit R 7 kann eine Richtungs-Feinjustierung vorgenommen werden, jedoch nicht genauer als ±20°, da sonst zu stark auf die Filterflanke abgeglichen wird.
4. Nacheinander zwei bekannte Sender anpeilen und beobachten, ob ihre Winkeldifferenz beim Drehen des Antennenfeldes um 360° erhalten bleibt, evtl. Testpunkte 3 und 4 wiederholen.
5. Antennenfeld so im ungestörten Empfangsfeld ausrichten, daß die Anzeige in Nord/Süd-Richtung stimmt.
6. Mit bekannten Sendern West/Ost-Kontrolle durchführen.

Weichen LED- und Digitalanzeige um 180° voneinander ab, so müssen die Antennen in umgekehrter Richtung angesteuert werden. Das erreicht man durch Umlöten der acht Antennenkabel.

Zusammenfassung

Das Zusammenschalten der Teile ADAP 1a, b mit ADAP 1c und Antennenfeld erfolgt über eine 5adrige Verbindung und das Empfangskabel. Eine weitere Reduzierung der Leitungen ist möglich, wenn für den Antennenschalter ein IC 4017 mit Impuls- und Reset-Leitung und die Antennenleitung für

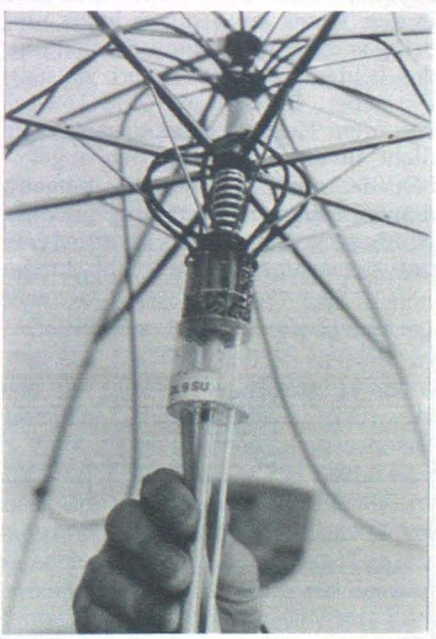


Bild 13. Speziell gefertigter Antennenumschalter zum portablen Betrieb des Antennefeldes mit einem umgebauten Regenschirm

die Gleichstromversorgung verwendet wird. Beim Peilen ertönt die typische Eigenmodulation, welche die Fremdmodulation überdeckt. Ein Kombinationsfilter Bandpaß/Bandsperre für die Ausblendung des Peiltones kann den Peiler ergänzen.

Der FM-Empfänger sollte auf die Mittenfrequenz des anzupeilenden Signales einzustellen sein. Abhilfe kann auch ein Diskriminatorinstrument mit zugehöriger Korrekturkurve schaffen.

Der Aufwand, wie er bei kommerziellen Peilern z. B. mit 2-Kanal-FM-Kompensation usw. betrieben wird, würde den Rahmen sprengen und nicht mehr amateurgerecht sein. Platinen und Bausätze können bezogen werden bei Ruth Zopp (DL6TO), Wilhelm-Leuschner-Straße 20, 7900 Ulm.

Ich hoffe, daß Nachbau und Peileinsatz erfolgreich verlaufen. Die Weiterführung mit einem rechnergestützten Peilprogramm (wie im ersten Artikel aufgezeigt) wird der weitere Weg sein. Über weiterführende Anregungen und Hinweise, aber auch Erfolgsmeldungen, würde sich der Autor freuen.

Literatur

[1] Rogers T.: QST, May 78.

[2] Tietze; Schenk: Halbleiterschaltungstechnik.

[3] Intersil: Applikation ICM 7217A.

[4] Rhode & Schwarz: Neues von Rohde & Schwarz Nr. 58, 59, 71, 73, 80.

Stichworte zum Inhalt

Antennenrotation, Antennenfeld, ADAP 1, ungestörtes Empfangsfeld.

Endstufen wie Operationsverstärker?

Seit einiger Zeit gibt es Leistungs-Endverstärker in Hybridschaltung, bei denen es möglich ist, durch Verwendung von zwei symmetrischen Speisespannungen den Lautsprecher ohne Elko zwischen Ausgang und Neutralpunkt der beiden Speisespannungen zu schalten. Diese Endverstärker-Bausteine haben im Konzept große Ähnlichkeit mit Operationsverstärkern und unterscheiden sich von diesen meist nur in drei Punkten: Erstens natürlich in der abzugebenden Ausgangsleistung; zweitens durch etwas geringere innere Verstärkung (open loop) und drittens durch die innere Beschaltung der beiden Eingänge (intern biased). Die äußere Beschaltung (*Bild 1*) wird von den Herstellerfirmen meist für nicht invertierenden Betrieb angegeben; der nicht invertierende Eingang dient mit einem Hf-Dämpfungsglied als Nf-Eingang, während der invertierende mit seinem internen Gegenkopplungswiderstand und einem äußeren Widerstand, gleichstrommäßig abgeblockt, zur Einstellung der gewünschten Verstärkung dient. Oft ist noch ein RC-Dämpfungsglied gegen Selbsterregung am Ausgang erforderlich.

Wie beim Operationsverstärker ist jedoch auch der invertierende Betrieb möglich, der oft den Vorteil geringerer Neigung zur Selbsterregung hat und somit Bauelemente einsparen hilft. Dies sei am Beispiel des STK 020 von Sanyo gezeigt (*Bild 2*). Der nicht invertierende Eingang (10) bleibt offen, er ist ja „intern biased"; er bekommt auch keinen Lötklecks auf der Platine, die Rückkopplungsgefahr durch Streukapazität ist daher minimal. Die Beschaltung des invertierenden Eingangs wird als Endstufeneingang benutzt; die Wahl des externen Widerstandes in dieser Linie muß nun allerdings ein Kompromiß sein zwischen Verstärkung und Belastung der voraufgehenden Treiberstufe; stärkere Gegenkopplung bedeutet aber auch geringeren Klirrfaktor. In der gezeichneten Dimensionierung hat die Endstufe eine Spannungsverstärkung von 9:1 (19 dB), der interne Gegenkopplunswiderstand wurde zu etwa 30 kΩ bestimmt. Eine Belastung von 3,3 kΩ ist für den gegengekoppelten Vorverstärker (der Bestandteil einer nicht gezeichneten Tonblende ist), völlig tragbar. Die Eingangswechselspannung für Vollaussteuerung beträgt 1,1 V_{eff}. Das in der Typenbeschreibung des STK 020 angegebene Dämpfungsglied am Ausgang hat sich bei invertierendem Betrieb als nicht erforderlich erwiesen. Zwei solche Verstärker sind beim Verfasser seit zwei Jahren in Betrieb; ein 35-W-Verstärker, der noch aus diskreten Transistoren und Widerständen selbstgebaut wurde, arbeitet seit 1969 nach dem gleichen Prinzip, d. h. wie ein invertierend geschalteter Operationsverstärker. *Dr. Winfried Wisotzky*

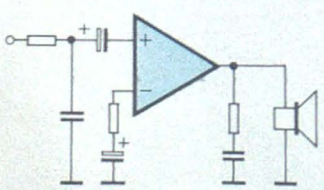


Bild 1. Prinzipschaltbild eines hybriden Endverstärkers

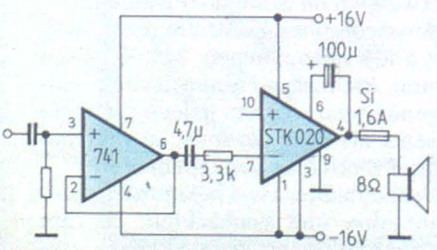
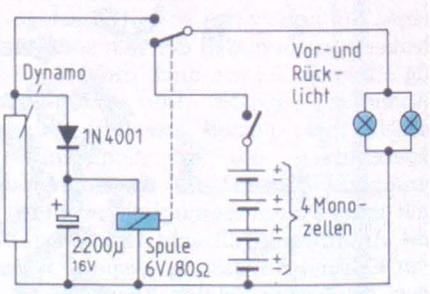


Bild 2. Bei invertierendem Betrieb eines Hybrid-Verstärkers kommt man mit einem minimalen Aufwand an Bauteilen aus

Fahrradstandlicht

Die Funktion der Schaltung (*Bild*) ist ebenso simpel wie die Schaltung selbst: Steht der Dynamo, liefern die Monozellen über den Ruhekontakt des Relais den Strom für die Beleuchtung. Läuft der Dynamo, wird der erzeugte Wechselstrom über die Diode gleichgerichtet durch den Elko geglättet. Dieser Strom bewirkt, daß das Relais anzieht. Über den Arbeitskontakt wird jetzt die Beleuchtung mit dem Wechselstrom des Dynamos betrieben.



Diese Schaltung sorgt auch im Stand für ausreichende Beleuchtung am Fahrrad

Da der Dynamo nur 6 V Wechselstrom liefert, darf die Ansprechspannung des Relais nicht zu hoch liegen. Im Muster wurde der Typ V23027-A0001-A101 verwendet: Ein Relais mit 6 V Nennspannung und einem Spulenwiderstand von 80 Ω, das außerdem noch den Vorteil hat, relativ preiswert zu sein.

Michael Waldowski

Herbert Sax

ICs steuern 200-W-Brückenverstärker

Im letzten Beitrag dieser Reihe, die in Heft 20/79 begann, soll an Hand eines 200-W-Verstärkers, mit den ICs TDA 2030 aufgezeigt werden, in welchen Leistungsbereichen mit integrierten Schaltungen bereits gearbeitet werden kann.

Konzeption der Schaltung

Um mit einem Leistungsverstärker 200 W an einem Lastwiderstand von 4 Ω zu erreichen, sind eine Versorgungsspannung von mindestens 80 V und ein Spitzenstrom von 10 A erforderlich. Da das IC in der Treiberversion, wie es in Heft 5 beschrieben wurde, mit maximal 44 V betrieben werden darf, kommt für diesen Verstärker nur die Brückenschaltung in Frage. Bekanntlich vervierfacht sich die Ausgangsleistung einer Brücke gegenüber der Einzelendstufe, die in der Leistungstabelle in Heft 5 mit maximal 50 W angegeben ist, so daß annähernd 200 W erreicht werden können.

Ein wesentlicher Vorteil der Brükkenschaltung zeigt sich darin, daß der Laststromkreis von negativen Einflüssen des Versorgungsstromkreises gut entkoppelt ist, da jeder Brückenzweig seine eigene Störunterdrückung beinhaltet. Ein weiterer Vorteil ergibt sich aus folgender Überlegung:

Um bei einer einfachen Endstufe auch ohne Auskoppelelko einen gleichspannungsfreien Ausgang zu erhalten, benötigt man ein symmetrisches Netzteil nach *Bild 1*. Bei der nachfolgenden Schaltung kommt man mit einem einfachen, gegenüber Masse potentialfreien Netzteil aus (*Bild 2*), da Eingang und Ausgang der Schaltung ein erdsymmetrisches Signal führen. Am Lautsprecher liegt demzufolge kein DC-Potential an.

Funktion der Schaltung

Die zwischen der Versorgungsspannung liegenden Widerstände R 4 und R 8 (*Bild 3*) bilden eine virtuelle Masse, die ein symmetrisches Netzteil simuliert, wie es in Bild 1 dargestellt ist. Die Impedanz des künstlichen Mittelpunktes ist zwar hochohmig, was aber nicht nachteilig ist, da bei der Brücke der Ausgangsstrom durch R_L nicht über diese Masse fließt.

Voraussetzung für das einwandfreie Funktionieren der Schaltung ist, daß dem Netzteil kein einseitiger Strom gegenüber der Signalmasse entnommen wird. Ist dies aus bestimmten Gründen nicht möglich, wenn z. B. ein Vorverstärker an der gleichen Versorgungsspannung betrieben werden soll, so kann auch ein symmetrisches Netzteil, wie in Bild 1 gezeigt, angeschlossen werden, dessen Masse mit der Eingangsmasse der Brücke (Anschluß 2) verbunden werden muß.

Auf die Funktionsbeschreibung der ICs in Verbindung mit den Endtransistoren kann verzichtet werden, da hierüber in Heft 3 ausführlich eingegangen wurde. Für die Brückenverstärkung gelten folgende Regeln:

Teil 1 berechnet sich aus

$$V = 1 + \frac{R\,2}{R\,5},$$

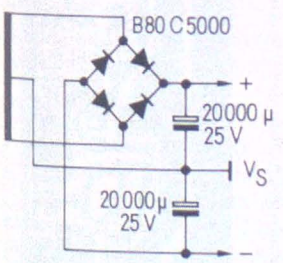
da der Elko C 6 über den invertierenden Eingang 2 von IC 2 Nf-mäßig an Masse liegt. Im 2. Teil, bei dem der invertierende Eingang angesteuert wird, um ein gegenphasiges Ausgangssignal zu erzeugen, gilt

$$V = \frac{R\,12}{R\,5}.$$

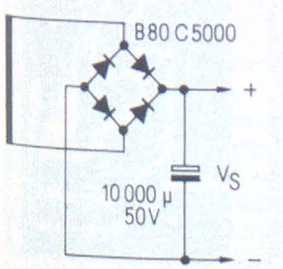
Die Gesamtverstärkung ist somit

$$1 + \frac{R\,2}{R\,5} + \frac{R\,12}{R\,5} \triangleq 36\ \text{dB}.$$

C 3, C 5, und R 9 bilden das Boucherot-Glied für den Verstärkerteil 1, C 4 und R 10 für den zweiten Teil. Das RC-Glied C 1/R 6 verhindert ebenfalls mögliche Schwingneigung. Wie auch bei der einfachen Endstufe mit externen diskreten Leistungstransistoren, ist der

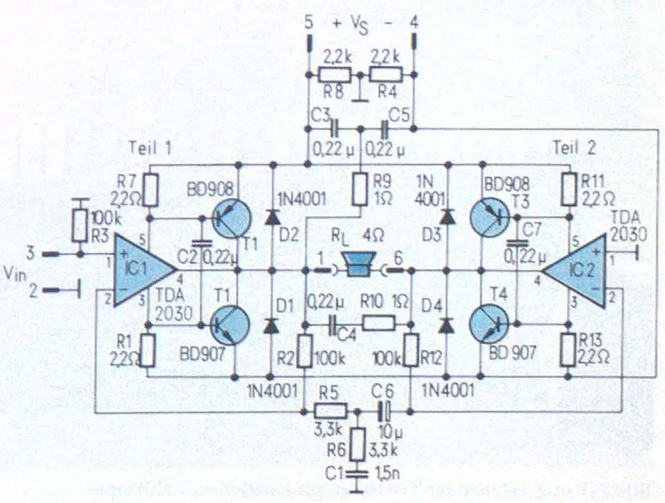


◄ Bild 1. Netzteil für symmetrische Versorgungsspannung. Dazu wird ein Trafo mit Mittelanzapfung oder zwei gleichen Sekundärwicklungen benötigt



◄ Bild 2. Netzteil mit massefreiem Ausgang, wie es für die hier vorgestellte Brükkenschaltung verwendet werden kann

Bild 3. ► Gesamtschaltbild des 200-W-Brükkenverstärkers



Kurzschlußschutz der ICs in der Brükkenschaltung nicht mehr gegeben, die thermische Sicherung ist jedoch voll in Funktion. *Bild 4* zeigt die zu erwartende Ausgangsleistung in Abhängigkeit der Versorgungsspannung bei 1 % und 10 % Klirrfaktor.

Tabelle 1: Technische Daten

Versorgungsspannung:	max. 44 V (erdfrei)
Lastwiderstand:	min. 4 Ω
Ausgangsleistung:	siehe Bild 4
Verstärkung:	36 dB (Änderung durch R 5)
Ruhestrom:	90 mA (bei Vs = 36 V)

Hinweise zum Aufbau

Bild 5 zeigt das Layout, *Bild 6* den Bestückungsplan des 200-W-Verstärkers. Der Nachbau wird dadurch wesentlich erleichtert. Beide ICs sowie alle vier Transistoren müssen auf dem Kühlkörper isoliert montiert werden. Dieser ist über die Schraubbefestigung A mit der Eingangsmasse zu verbinden. Der thermische Widerstand des Kühlkörpers sollte 1 K/W nicht überschreiten, wenn die Brücke im Dauerbetrieb gefahren werden soll. In *Bild 7* ist die komplett montierte Endstufe zu sehen. Es ist im Interesse der Funktionssicherheit der Schaltung darauf zu achten, daß die Versorgungsspannung des Netzteiles im Leerlauf 44 V nicht überschreitet. Die technischen Daten und die Stückliste sind den *Tabellen 1 und 2* zu entnehmen. Die IC-Datenblätter können von SGS, Postfach 1180, 8018 Wasserburg, bezogen werden.

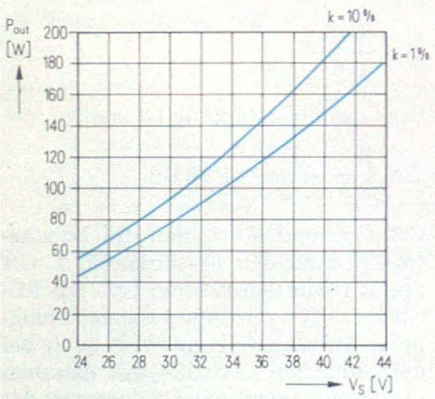


Bild 4. Ausgangsleitung in Abhängigkeit von der Versorgungsspannung. 44 V dürfen auch im Leerlauf nicht überschritten werden

Tabelle 2: Stückliste

IC 1	TDA 2030
IC 2	TDA 2030
T 1	BD 907, BD 709
T 2	BD 908, BD 710
T 3	BD 908, BD 710
T 4	BD 907, BD 709
R 1	2,2 Ω
R 2	100 K
R 3	100 K
R 4	2,2 K
R 5	3,3 K
R 6	3,3 K
R 7	2,2 Ω
R 8	2,2 K
R 9	1 Ω
R 10	1 Ω
R 11	2,2 Ω
R 12	100 K
R 13	2,2 Ω
C 1	1,5 n
C 2	0,22 µ
C 3	0,22 µ
C 4	0,22 µ
C 5	0,22 µ
C 6	10µ, 16 V Elko
C 7	0,22 µ
D 1...D 4	1N4001

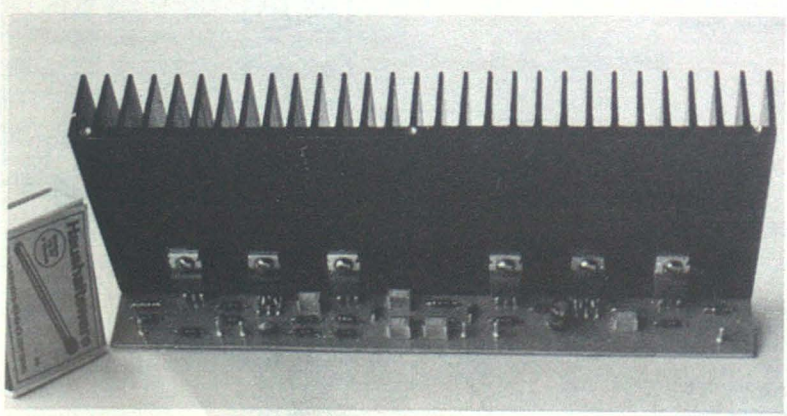


Bild 7. Fertig aufgebauter Verstärker mit montiertem Kühlkörper

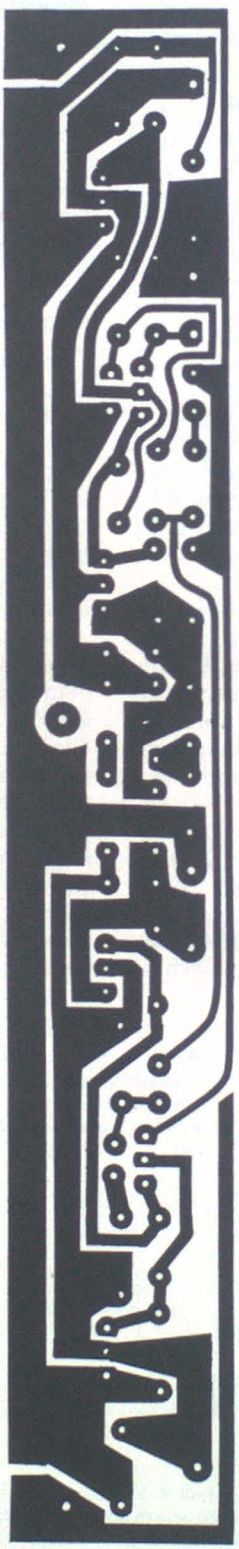


Bild 5. Geeignetes Platinen-Layout zum Aufbau des Verstärkers

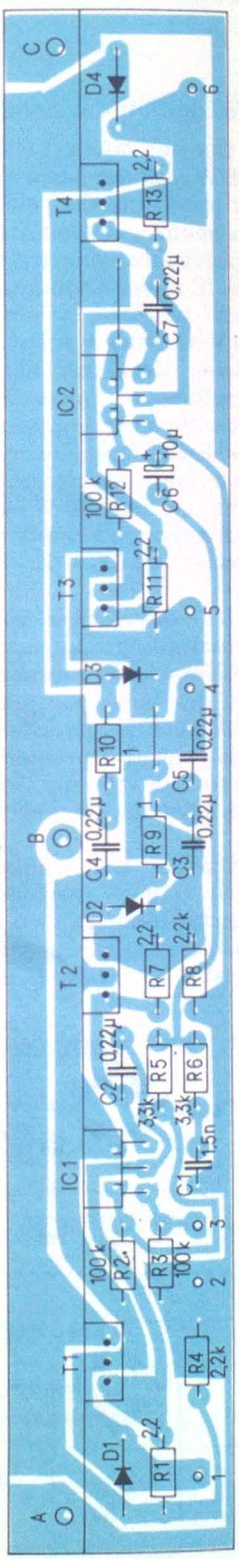


Bild 6. Bestückungsplan; der Kühlkörper muß an der Schraubbefestigung A mit Anschluß 2 (Eingangsmasse) verbunden werden

Panorama-Empfänger mit Trackingzusatz

5. Teil

Dieser fünfte Teil ist der Ablaufsteuerung ASG-1 gewidmet. Zunächst wird die Funktion, dann der Aufbau und Abgleich beschrieben. Es handelt sich um die schaltungstechnisch umfangreichste Baugruppe des Systems.

Die Ablaufsteuerung ASG-1

Die umfangreichste Baugruppe des Panoramaempfängers ist die Ablaufsteuerung. Die Platine (*Bild 37*) enthält einen Sägezahnoszillator zur X-Ablenkung des Oszilloskops sowie einen Y-Verstärker. Beim Entwurf des Sägezahnoszillators wurde darauf geachtet, daß dieser eine möglichst geringe Rauschspannung liefert und dadurch das Seitenbandrauschen des VCOs nicht verschlechtert.

Außerdem befindet sich auf der Platine noch die Schaltung zur Einblendung eines Leuchtpunktes. Dieser Cursor läßt sich mit einem Poti über die gesamte Bildschirmbreite verschieben und gibt jeweils den Punkt an, auf welchem das Gerät nach dem Umschalten auf „Hören" empfängt. Eine weitere Schaltung ist für das Einblenden einer Pegellinie zuständig. Diese steuert die Squelch- oder Mutinglogik, welche Signale unterdrückt, deren Eingangsspannungen unterhalb der Pegellinie liegen.

Für viele OMs dürfte auch der Schaltungsteil nützlich sein, welcher bei Wobbelbetrieb einen Alarm auslöst, wenn ein Signal die Pegellinie übersteigt. Eine zusätzliche Logikschaltung sorgt dafür, daß für den Funktionsschalter statt eines Stufenschalters mit drei Stellungen und mehreren Ebenen ein einfacher Kippschalter mit Mittelstellung und zwei Umschaltkontakten verwendet werden kann.

Schaltungsbeschreibung

Der Sägezahnoszillator zur X-Ablenkung des Oszilloskops ist nach *Bild 38* mit zwei Operationsverstärkern aufgebaut, die sich in einem Gehäuse befinden (IC 3). Der linke Verstärker arbeitet als Trigger mit großer Hysterese, der rechte als Integrator. Die beiden Funktionsgruppen sind kaskadiert und mit R33 rückgekoppelt.

Wenn Pin 1 von IC3 maximal positiven Pegel aufweist, wird C3 über D7 schnell aufgeladen. Dadurch wird Pin 7 negativ, was wiederum durch R33 dazu führt, daß Pin 1 ebenfalls negativ wird. Nun entlädt sich C3 wieder langsam über R27 und R28, bis die Triggerschwelle wieder erreicht wird. Durch die unterschiedliche Lade- und Entladezeit entsteht an Pin 7 ein Sägezahn, der durch die Invertierung eine langsam ansteigende und schnell abfallende Flanke besitzt. Je größer die Hysterese des Triggers ist, um so größer ist auch der Spannungshub an Pin 7. Der zwischen R28 und Pin 6 liegende Analogschalter ist normalerweise durchgeschaltet. Seine Funktion wird zusammen mit der Leichtpunkteinblendung erklärt.

Der Y-Verstärker ist mit den zwei OP-Verstärkern von IC1 aufgebaut. Der linke Teil arbeitet als Summierstufe mit der Verstärkung von ungefähr 1. C1 setzt die obere Grenzfrequenz herab und wirkt so als Videofilter. So werden durch Einschwingvorgänge am Quarzfilter entstandene Unsauberkeiten an der Durchlaßkurve „glattgebügelt". Dadurch ergibt sich optisch ein schöneres Schirmbild. Außerdem dämpft dieser Tiefpaß auch das Rauschen auf der Grundlinie, so daß schwache Signale besser sichtbar werden.

Im Normalbetrieb ist Pin 1 von IC1 ebenfalls über einen Analogschalter mit Pin 6 verbunden. Die Verstärkung des Y-Verstärkers läßt sich mit R3 einstellen. An Pin 7 von IC1 steht dann das Y-Signal wieder mit derselben Phasenlage wie an L2.2 zur Verfügung. Um unschöne Effekte beim Strahlrücklauf zu unterdrücken, wird IC5 über Pin 6 abgeschaltet, so daß der Rücklauf auf der Nullinie erfolgt.

Mit einem Kippschalter mit Mittelstellung läßt sich die Empfindlichkeit, die normalerweise 5 dB/cm beträgt, auf 10 dB/cm und 20 dB/cm verringern. Dazu schaltet man Widerstände zwischen L2.13 und L2.14, die damit parallel zu R3 liegen und die Verstärkung des OP-Verstärkers durch stärkere Gegenkopplung reduzieren. An Pin 5 von IC1 kann durch Anlegen einer mit einem Poti veränderlichen Vorspannung die Y-Position des Schirmbildes verändert werden. Liegt Pin 5 auf Masse, muß die Linie auf 0 Volt stehen. An L2.3 kann über den linken, als Spannungsfolger geschalteten Teil von IC2 auf Pin 1 von IC5 die mit einem Poti ein-

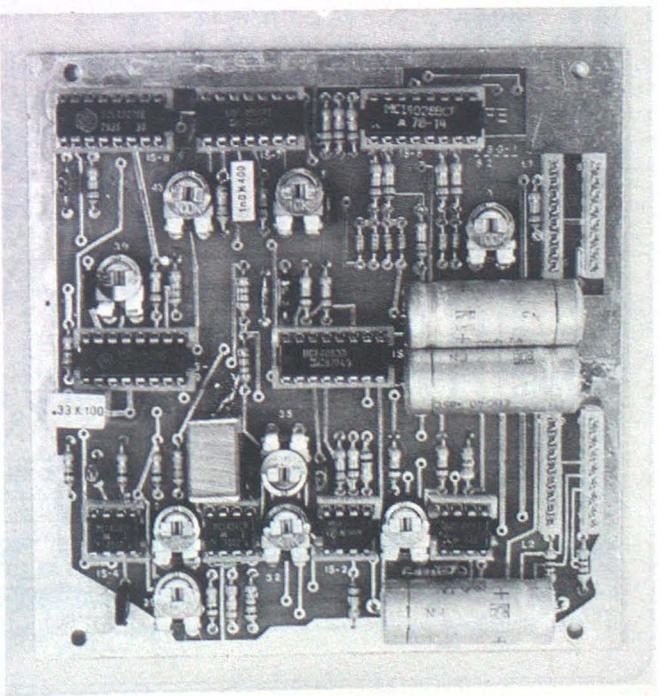


Bild 37. Fertige Baugruppe der Ablaufsteuerung ASG-1

stellbare Spannung zur Einblendung Pegellinie zugeführt werden. Die Einblendung der Pegellinie erfolgt im Alternate-Betrieb, das heißt sie erscheint bei jedem zweiten Strahldurchlauf auf dem Bildschirm. Dafür bekommt das Flipflop IC8 vom Trigger IC3 zu Beginn jedes Sägezahns einen Taktimpuls auf Pin 3. Der Ausgang Q (Pin 1) steuert den Analogschalter IC5 über Pin 10 an, so daß immer abwechselnd für einen Durchlauf des Strahls das Y-Signal und beim nächsten Durchgang die Pegellinie angezeigt wird.

Zur Ansteuerung des Squelch wird ausschließlich die HF-Eingangsspannung eines Signals benützt. Hierzu erhält der als Komparator geschaltete rechte Teil von IC2 am Pin 5 das von der Feldstärke abhängige Y-Signal. Dieses wird nun mit der Spannung verglichen, die das Pegellinien-Poti liefert. Bei Squelchbetrieb wirkt C2 als Integrator und unterdrückt so eventuell auftretende Störspitzen. Ist die Y-Spannung größer als die Pegellinienspannung, springt Pin 7 von IC2 auf negatives Potential. Dieses wird mit einem NOR-Gatter von IC7 invertiert. R9 erhält nun über D2 von R11 die Mutingspannung, welche regelbar ist und über L 1.12 dem Nf-Verstärker zugeführt wird. Der Ausgang des NOR-Gatters triggert auch noch über Pin 5 das Monoflop IC9, wenn das Eingangssignal die Pegellinie übersteigt. Dabei ist C2 über einen Analogschalter abgeschaltet, so daß schon ein kurzer Impuls ausreicht. IC9 verlängert einen solchen Impuls auf die Länge eines X-Durchlaufs. Der Ausgang $\overline{Q}$ (Pin 7) von IC9 gibt nun den aus zwei Gattern von IC7 aufgebauten Tongenerator frei, der einen Alarmton über L 1.10 an den Nf-Verstärker abgibt. Wird der Panorama-Empfänger ohne Nf-Verstärker betrieben, kann an L 1.14 direkt ein Schallwandler angeschlossen werden. Der Ausgang Q (Pin 6) von IC9 gibt

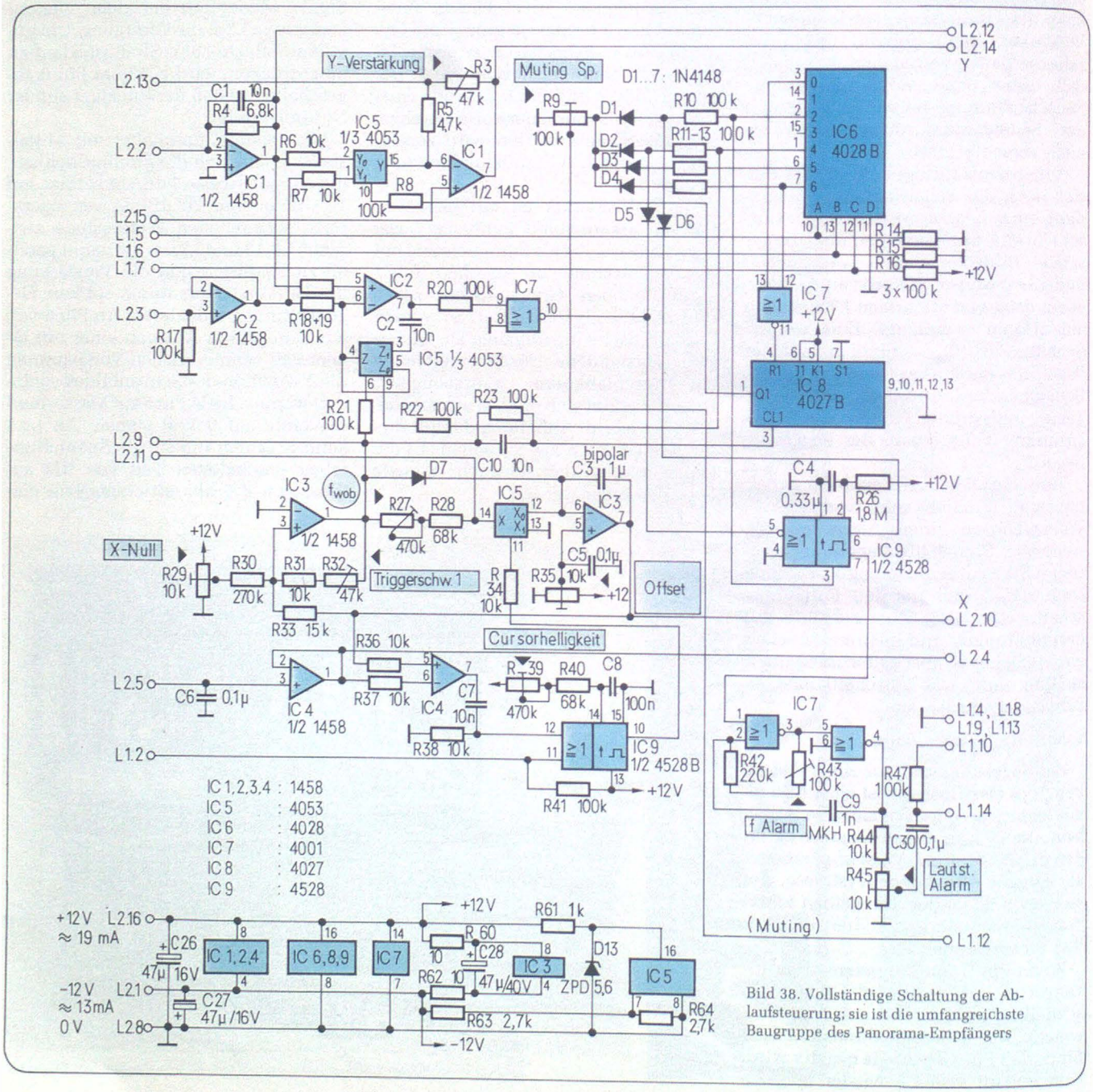


Bild 38. Vollständige Schaltung der Ablaufsteuerung; sie ist die umfangreichste Baugruppe des Panorama-Empfängers

mit D6 die über R10 anstehende Mutingspannung frei, die zur Aktivierung des Nf-Verstärkers (TDA 1905) zwischen 1,4 V und 5,1 V liegen muß.

Nun zur Cursor- oder Leuchtpunkteinblendung. Diese Funktion dient zum Hörbarmachen von Signalen, ohne daß die Einstellungen wie Wobbelhub und Mittenfrequenz verändert werden müssen. Die Cursorspannung liefert ein Poti an der Frontplatte des Empfängers. Diese Spannung wird über L 2.5 einem als Spannungsfolger geschalteten Operationsvestärker in IC4 zugeführt und gelangt über den „Sehen-Hören"-Umschalter in der Stellung „Hören" an den Eingang des VCOs, an dem normalerweise die Sägezahnspannung anliegt. Außerdem wird diese Spannung von einem Komparator (rechter Teil von IC4) mit der Sägezahnspannung verglichen. Wird nun der Sägezahn größer als die Spannung vom Cursor-Poti, springt der Ausgang (Pin 7 von IC4) auf H-Potential. Von der positiven Flanke dieses Impulses wird über Pin 12 der Monoflop IC9 getriggert. Solange nun der Ausgang Q des Monoflops auf H-Potential bleibt, wird über den Analogschalter in IC5 mit den Anschlüssen 12, 13 und 14 die Entladung von C3 im Sägezahnoszillator unterbrochen.

Die aufsteigende Flanke des Sägezahns erhält dadurch eine Treppe, durch welche der Elektronenstrahl im Oszilloskop etwas länger auf einem Punkt verweilt. Dieser erscheint dadurch als Leuchtpunkt. Der Punkt steht genau an der Stelle, wo die Sägezahnmit der Cursorspannung übereinstimmt. Wird die Cursorspannung auf den VCO geschaltet, ist genau die vom Leuchtpunkt angegebene Stelle im Empfänger zu hören. Der zweite Eingang des Monoflops kann über L 1.2 für die Einblendung eines zweiten Cursors benützt werden, der über eine Zusatzschaltung vom VFO des Stationsempfängers gesteuert wird. Dieser Eingang triggert auf die negative Flanke.

Zu erwähnen ist noch, daß IC5 mit verminderter Versorgungsspannung von + 5,6 V und – 6 V betrieben wird, da das IC nur 15 V aushält. Aus diesem Grunde werden alle Steuerspannungen über Widerstände zugeführt.

Zur Einsparung von Schaltern und zur einfacheren Bedienung dient die Steuerlogik mit IC6 und einem Gatter von IC7. Diese Schaltung verknüpft den Funktionsschalter S9 (Stellung 1, 2, 3) mit dem Betriebsartenschalter S8 (Sehen-Hören). Die Bedeutung der Stellungen der Schalter zeigt *Tabelle 1*. IC6 ist ein BCD zu Dezimaldecoder, dessen Eingänge vom Funktions- und Be-

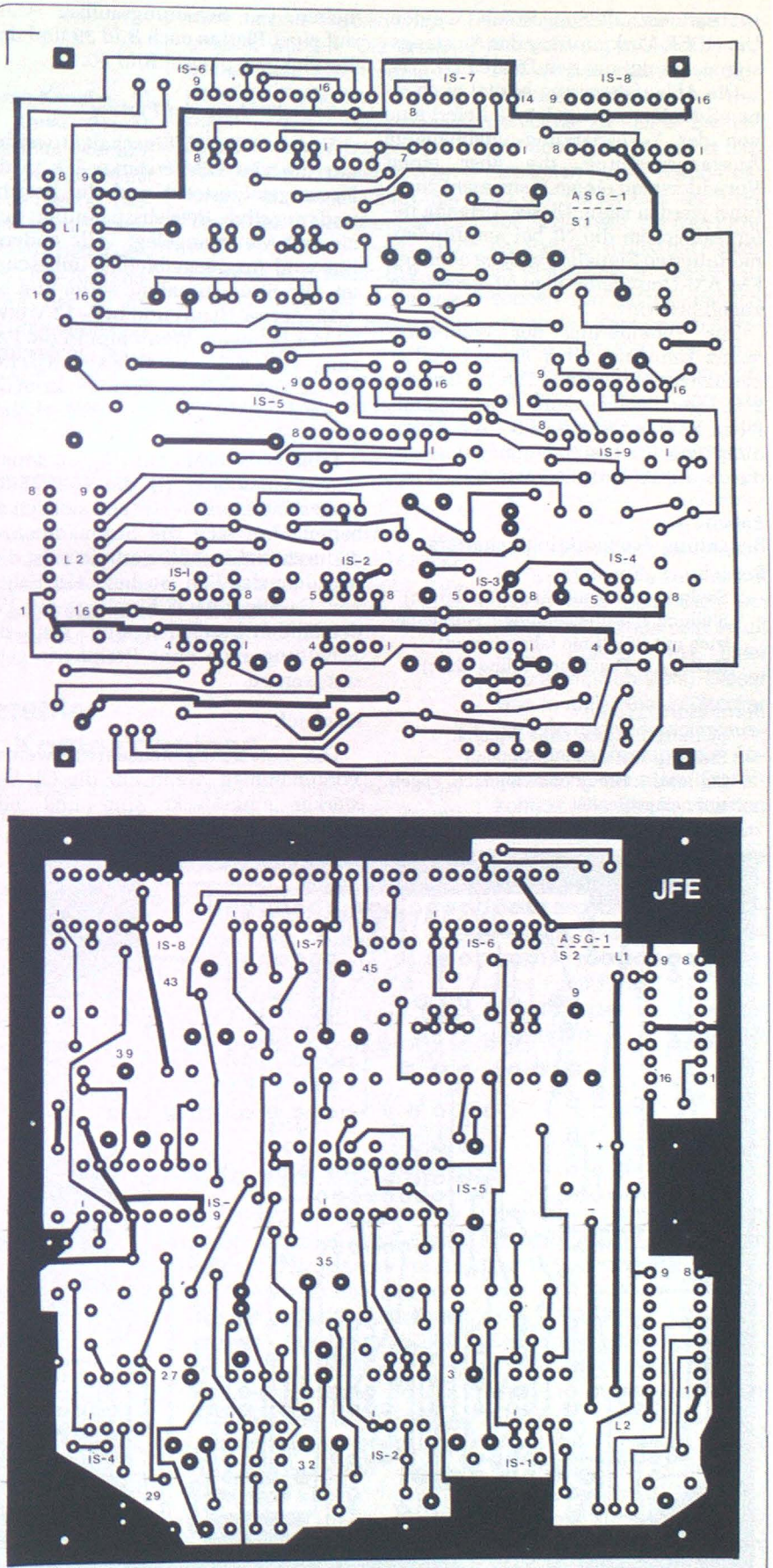


Bild 39. Auch die Ablaufsteuerung erfordert für den Aufbau eine doppelseitige Platine; oben: Lötseite; unten: Bauteileseite

triebsartenschalter angesteuert werden. Die ODER-Verknüpfung der Ausgangssignale erfolgt mit den Dioden D1...D4.

Die Ablaufsteuerung besitzt auch einen S-Meterausgang. L 2.12 liefert eine von der Y-Verstärkung unabhängige Ausgangsspanung, die über einen Vorwiderstand einem Instrument zugeführt werden kann. Dieser Ausgang liefert außerdem die Nf bei amplitudenmodulierten Signalen, welche über den FM-AM-Umschalter dem Nf-Verstärker zugeführt wird.

Zur Veränderung der Wobbelfrequenz kann man über einen Schalter zusätzliche Widerstände an L 2.9 und L 2.11 legen, welche dann – da sie parallel zu R27 und R28 liegen – die Aufladung von C3 beschleunigen und dadurch die Ablenkgeschwindigkeit erhöhen. Der Schaltungsaufbau erfolgt auf einer Platine nach *Bild 39* und dem Bestückungsplan in *Bild 40*.

Tabelle 1.
Bedeutung des Funktionsschalters

Betriebsart „Sehen":
Stellung 1: Normalbetrieb (Spektrum)
Stellung 2: (Mittelstellung): Normalbetrieb mit Pegellinie (alternierend)
Stellung 3: Pegelalarm (ohne Linie)

Betriebsart „Hören":
Stellung 1: Hören ohne Squelch
Stellung 2: Hören mit Squelch
Stellung 3: Hören ohne Squelch, Pegellinie eingeblendet

Inbetriebnahme der Platine

Vor dem ersten Einschalten werden nur die vier OP-Verstärker-ICs in die Fassungen gesteckt und die positive und negative Betriebsspannung über ein mA-Meter angelegt. Alle anderen Ein- und Ausgänge bleiben unbeschaltet. Die Stromaufnahme sollte nun bei +12 V etwa 19 mA und bei –12 V etwa 13 mA betragen. Wenn nun in die Fassung von IC5 eine Brücke zwischen Pin 12 und 14 eingesetzt wird, kann der Sägezahnoszillator bereits abgeglichen werden.

Danach werden bei abgeschalteter Betriebsspannung (!) die C-MOS-ICs eingesetzt. Da diese ICs alle statisch arbeiten, darf sich die Stromaufnahme dadurch nicht meßbar erhöhen. Ist dies trotzdem der Fall, so liegt ein Fehler vor. Da alle C-MOS-Eingänge mit Widerständen beschaltet sind, kann die Schaltung auch ohne Peripherie getestet werden.

Abgleich

Die ersten Abgleichschritte werden vorgenommen, wenn nur die OP-Verstärker eingesteckt sind und eine Brücke Pin 12 und 14 von IC5 verbindet. Nun wird ein Oszilloskop zur Betrachtung des Sägezahns an L 2.10 angeschlossen. Dabei sollte die Nullinie auf der Bildschirmmitte stehen und die Empfindlichkeit auf etwa 1 V/cm eingestellt sein. Jetzt wird R35 (Offset) auf Linksanschlag und R29 (X-Null) auf Mittelstellung gebracht. Nach dem Anlegen der Betriebsspannung sollte der Oszillator schwingen. Mit R32 (Triggerschwelle 1) wird nun die Amplitude am Ausgang auf U_{ss} = 5,5 V eingestellt. Mit R27 (f_{wob}) muß sich die Frequenz etwa um den Faktor 10 verändern lassen. Durch Abgleich von R 29 (X-Null) wird nun der Sägezahn so verschoben, daß er symmetrisch zur Nullinie liegt.

Wenn das nicht möglich ist, muß die Offsetspannung von IC3 mit R35 kompensiert und der Abgleich wiederholt werden. Zuletzt unterbricht man die Betriebsspannung und überprüft, ob der Oszillator sicher wieder anschwingt. Beim Probeaufbau wurde bei einem IC ein Latch-up-Effekt beobachtet. Mit diesem IC war der Oszillator auch durch Variieren der einzelnen Einstellungen nicht zum sicheren Anschwingen zu bewegen. Hier hilft nur ein Austausch der ICs untereinander.

Die weiteren Tests werden im Gerät mit kompletter Verdrahtung und eingesteckten C-MOS-ICs durchgeführt. L3 wird für den Abgleich des Zf-Verstärkers auf etwa 80 % des Maximalwertes eingestellt. Nun wird der Funktionsschalter auf „1" und der Betriebsartenschalter auf „Sehen" gestellt und überprüft, ob der Cursor eingeblendet wird, mit dem Cursor-Poti die Position und mit R39 auf der ASG-1 die Helligkeit verstellt werden kann. An L 2.10 soll auf einem Oszilloskop die Treppe auf dem Sägezahn zu sehen sein.

Als nächster Schritt wird der Funktionsschalter auf „2" gestellt. An Pin 1 von IC8 muß ein Rechtecksignal mit halber Wobbelfrequenz erscheinen, welches verschwindet, wenn S9 auf „1" oder „3" geschaltet wird. R3 wird im Zusammenhang mit der Baugruppe LZV abgeglichen, so daß 1 cm auf dem Bildschirm 5 dB Pegeländerung am Eingang entspricht.

Denken Sie bitte beim Aufbau dieser recht umfangreichen Baugruppe daran, daß die meisten Fehler, die zum Nichtfunktionieren des Gerätes führen, vom Nachbauenden selbst durch nachlässiges Arbeiten eingebaut werden. Lassen Sie sich beim Aufbau Zeit und kontrollieren Sie alle Arbeitsgänge mehrmals nach. Sie sparen diese Zeit wieder ein, da die Inbetriebnahme dann problemlos über die Bühne geht.

(Fortsetzung folgt)

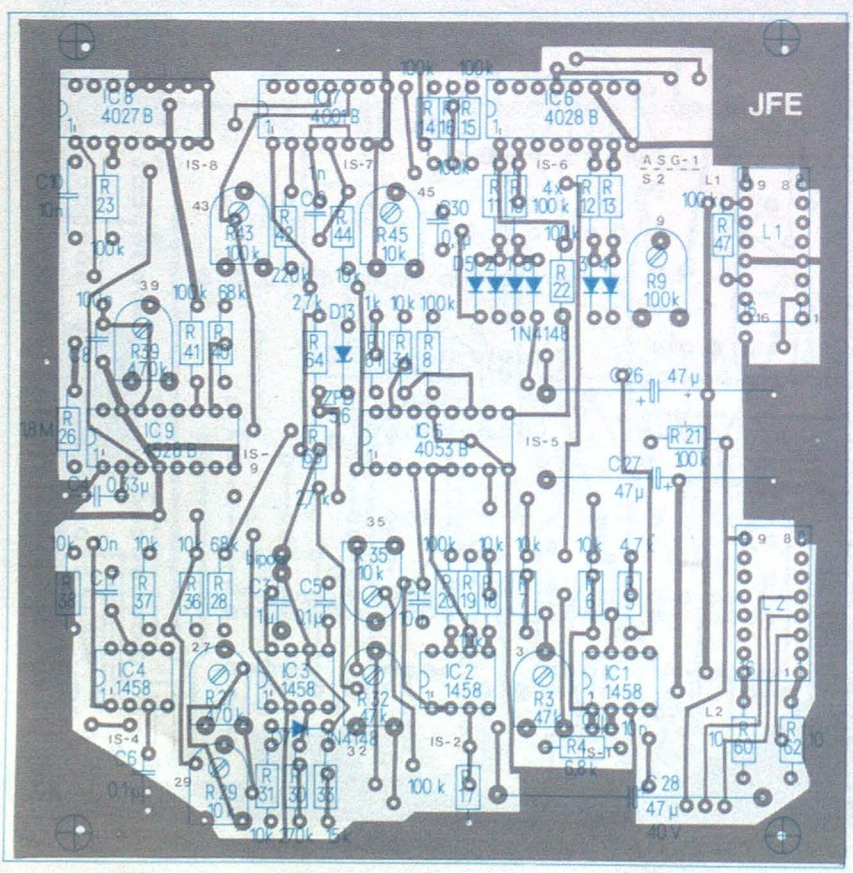


Bild 40. Bestückungsplan für die Ablaufsteuerung

Gerd Maudrich

Belichtungsuhr für Hobbyfotografen

Viele Hobbyfotografen vergrößern ihre Bilder selbst. Durch die individuelle Behandlung der Negative kann man auch bei Fehlbelichtung noch ein brauchbares Positiv erhalten. Sehr viel Zeit und Nerven kostet dabei jedoch das Anfertigen der Probestreifen zur Ermittlung der optimalen Belichtungszeit. Die zur Gradation des Negativs passende Papiersorte wird von den meisten Amateuren abgeschätzt. Dadurch verliert man oft viel Bildqualität.

Im folgenden Beitrag wird ein Belichtungsgerät beschrieben, mit dem alle erforderlichen Meßfunktionen zur Vergrößerung auf Schwarzweiß-Fotopapiere ausgeführt werden können:

- Ermittlung der Belichtungszeit,
- Ermittlung der Papiersorte,
- Belichtungszeitgeber,
- Zeitgeber für Entwicklungsdauer.

Funktionsweise

Die Belichtungsuhr besteht aus dem Steuergerät und einem Meßfühler, der über ein abgeschirmtes Kabel angeschlossen wird. Der Meßfühler enthält einen Fotowiderstand, der die Helligkeitswerte des Negativs auf der Vergrößerungskassette mißt, und eine Leuchtdiode zur Signalisierung des Ergebnisses der Helligkeitsmessungen.

Die verschiedenen Papiersorten oder auch Papiergradationen genannt (z. B. extra hart, hart, normal, spezial, weich) gleichen in gewissen Grenzen unterschiedliche Kontraste des Negativs aus. Flaue Negative haben ein niedriges Hell-Dunkel-Verhältnis; bei Normal-Papier hätte die Vergrößerung nur Grauwerte. Um trotzdem Schwarzweiß-Töne zu erhalten, muß hartes Fotopapier verwendet werden. Für Agfa-Fotopapier gibt der Hersteller folgenden Kopierumfang an:

extra hart	3,
hart	5,6,
normal	10,
spezial	16,
weich	28.

Im Abschnitt „Eichung" wird die Einstellung des Gerätes für beliebige Fotopapiere beschrieben. Die für die Papiersorten erforderlichen Belichtungszeiten sind verschieden. Sie werden mit dem Drehschalter *Papiersorte* fest eingestellt. Die Anpassung an verschiedene Vergrößerungsmaßstäbe und Negativ-Grundhelligkeiten erfolgt mit dem Blendenring des Vergrößerungsgerätes (siehe Abschnitt „Eichung").

Arbeitsablauf

In die Filmbühne des Vergrößerungsgerätes wird ein Negativ eingelegt und der Schalter S1 (*Dauerlicht*) geschlossen. Nach der Wahl eines geeigneten Bildausschnittes, der Papiergröße und nach der Scharfeinstellung legt man den Meßfühler mit dem Fotowiderstand auf die hellste bildwichtige Stelle. Der Schalter S2 (Papiersorte) steht in Stellung *Grundhelligkeit*. Der Blendenring des Vergrößerungsgerätes

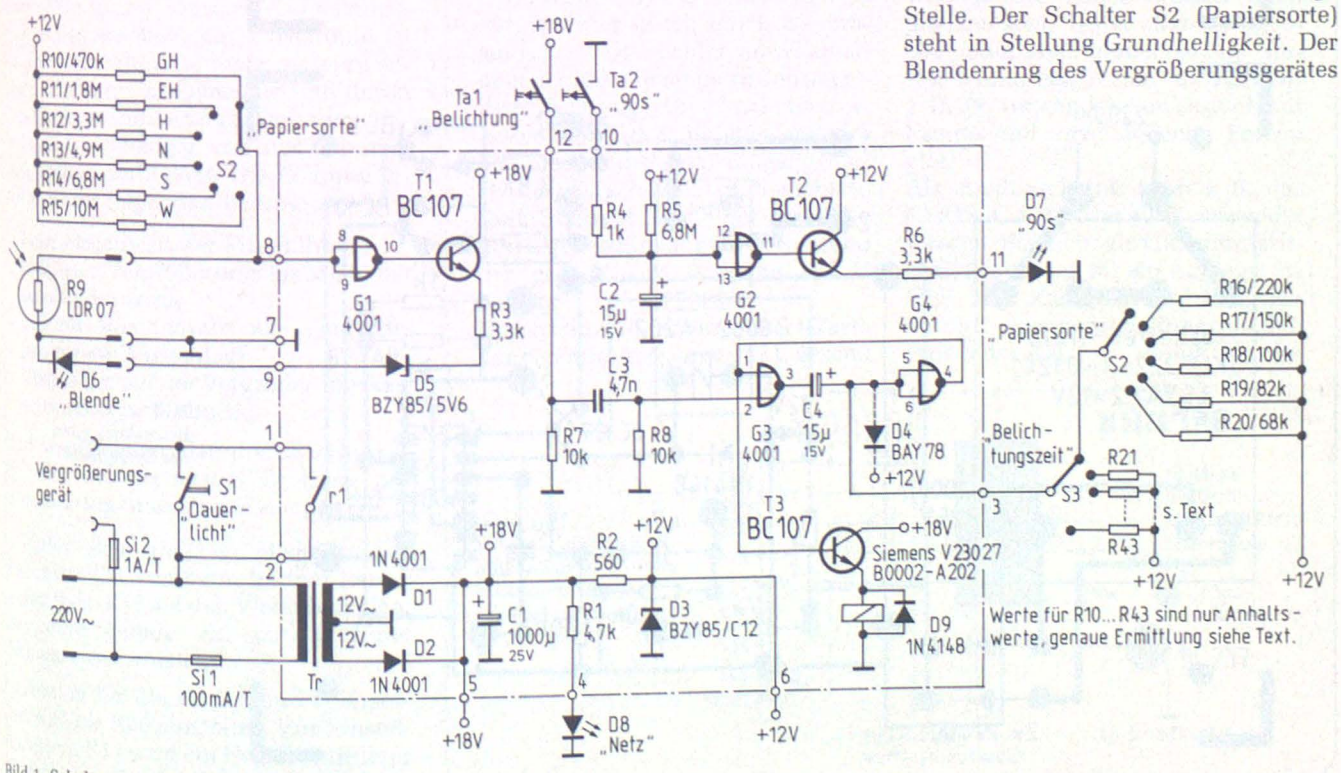


Bild 1. Schaltung der Belichtungsuhr

(Rasteinrichtung entfernt) wird so gedreht, daß die Leuchtdiode *Blende* im Meßfühler gerade erkennbar leuchtet. Damit wird ein einwandfreier Schwarzwert auf dem Papier gewährleistet.

Zur Ermittlung der Papiersorte schiebt man den Meßfühler auf die dunkelste bildwichtige Stelle. Die Leuchtdiode *Blende* verlischt dabei. Der Schalter S2 (Papiersorte) wird jetzt solange betätigt, bis die LED wieder leuchtet. Die zu dieser Schalterstellung gehörende Papiersorte ist für das Negativ optimal. Der Schalter S3 (Belichtungszeit) wird in Stellung *Automatik* gedreht. Damit ist die richtige Belichtungszeit eingestellt – Schalter S1 (Dauerlicht) wird geöffnet. Nach dem Einlegen des ermittelten Fotopapiers in den Vergrößerungsrahmen belichtet man durch Betätigen der Taste Ta 1 (Belichtung). Außerdem können mittels Schalter S3 noch max. 23 andere Belichtungszeiten gewählt werden.

Der Entwicklungsvorgang wird durch Drücken der Taste Ta 2 (90 s) gestartet und von der dazugehörigen LED angezeigt.

Schaltungsbeschreibung

Mit dieser Belichtungsuhr wurde schaltungstechnisch ein Kompromiß zwischen Aufwand und Komfort reali-

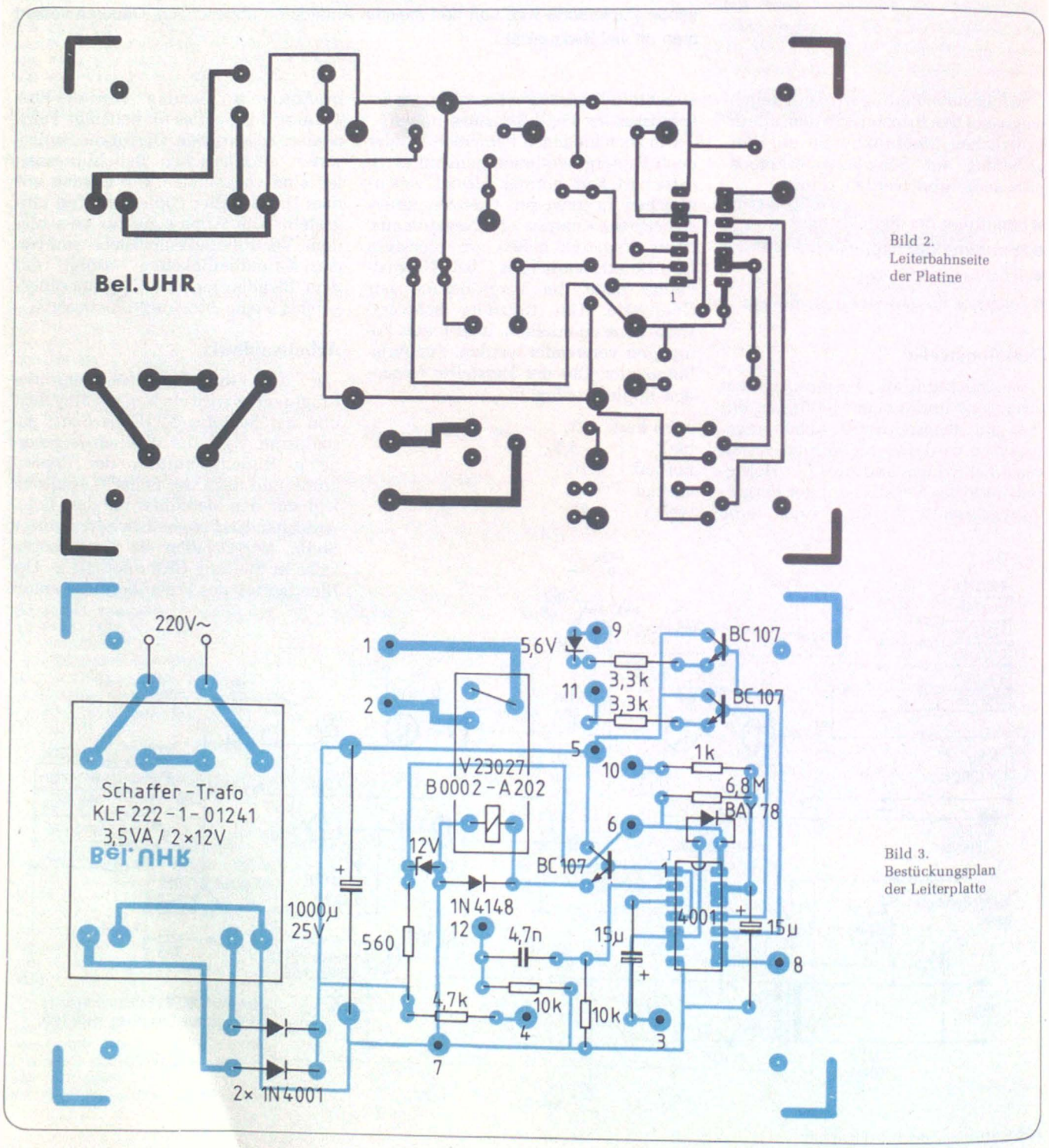


Bild 2. Leiterbahnseite der Platine

Bild 3. Bestückungsplan der Leiterplatte

siert (*Bild 1*). Grundlage ist der CMOS-Schaltkreis 4001.

Das Gatter G1 steuert in Abhängigkeit vom Wert des Fotowiderstandes R9 den Transistor T1 durch. Die Helligkeit der LED reicht für den Dunkelkammerbetrieb trotz des geringen Stromes aus. Gatter G2 schaltet, wenn der Tantal-Elko C2 über R5 die Schwellwertspannung erreicht. Mit den restlichen beiden Gattern wurde ein Monoflop aufgebaut. Während der Haltezeit zieht das Relais Rel an, die Lampe im Vergrößerungsgerät brennt. D4 wird nur benötigt, wenn sie in der verwendeten CMOS-Baureihe nicht integriert ist.

Das einfache Netzteil stellt eine Spannung von ca. 18 V und eine Z-Dioden-stabilisierte 12-V-Spannung bereit.

Aufbau

Für die Schaltung wurde eine Platine entworfen (*Bild 2*). Sie enthält alle Bauteile innerhalb des Rahmens in Bild 1 (siehe Bestückungsplan *Bild 3*). Für den Anschluß des Vergrößerungsgerätes ist der Einbau einer Schuko-Steckdose zweckmäßig (Schutzleiter anschließen!). Die Schalter werden frei verdrahtet.

Eichung

Die Werte der Widerstände R10...R43 sind von den verschiedensten Faktoren abhängig. Die in der Schaltung angegebenen Werte des Mustergerätes dienen nur als Richtwerte. Im folgenden wird die Ermittlung dieser Widerstandswerte beschrieben. Zur Einstellung ist es zweckmäßig, Trimmer zu verwenden, die dann ausgemessen und durch Festwiderstände ersetzt werden.

R10 ist abhängig von der maximal möglichen Helligkeit. Die Eichung erfolgt unter folgenden Bedingungen:

- kein Negativ in der Filmbühne;
- kleinster Vergrößerungsmaßstab, der verwendet wird;
- größter Blendenwert am Vergrößerungsgerät (Anschlag);
- Meßfühler auf der Vergrößerungskassette etwa in Bildmitte.

R10 so einstellen, daß die LED dunkel ist. Bei der geringsten Drehung am Blendenring muß sie aufleuchten.

Unter den gleichen Bedingungen Probestreifen von extra hartem Papier anfertigen. R16 auf den Wert einstellen, bei dem gerade ein einwandfreier Schwarzwert entsteht.

Analog für die restlichen Papiersorten R17 bis R20 einstellen. Zur Einstellung von R11 wird ein Negativ mittlerer Dichte in die Filmbühne geschoben. Mit dem Blendenring stellt man verschiedene Helligkeiten ein und ermittelt, bei welchem Helligkeitswert mit der durch R16 gegebenen Belichtungszeit gerade ein einwandfreier Weißwert auf extra hartem Papier entsteht. Bei dem gefundenen Helligkeitswert wird R11 so eingestellt, daß die LED gerade leuchtet.

Für die restlichen Papiersorten werden ebenso R12...R15 eingestellt. Reicht der Blendenwert nicht mehr aus, muß der Fotowiderstand unter eine dunklere Negativstelle geschoben werden. R21...R43 so einstellen, daß eine günstige Belichtungszeitreihe entsteht. Jede Zeit sollte dabei das 1,5fache der vorhergehenden Zeit betragen. Im Mustergerät ergab sich folgende Reihe:

t (in s)	0,3	0,43	0,62	0,92	1,35	1,9	2,9	4,3
R (in kΩ)	47	68	100	150	220	300	470	680
t (in s)	6,6	9,8	13,6	21,9	33	44	62	92
R (in MΩ)	1,1	1,5	2,2	3,3	4,9	6,8	10	15

Hinweise zum Betrieb

Die Eichung des Belichtungsgerätes ist abhängig von weiteren Faktoren (z. B. Entwicklertemperatur, -ausnutzung u. ä.). diese Faktoren muß man konstant halten. Netzspannungsschwankungen, Lampentyp des Vergrößerungsgerätes u. ä. haben bei diesem Meßprinzip keinen störenden Einfluß.

Stichworte zum Inhalt:

Gradation, Fotopapiersorte, Vergrößerungsgerät, Belichtungszeit.

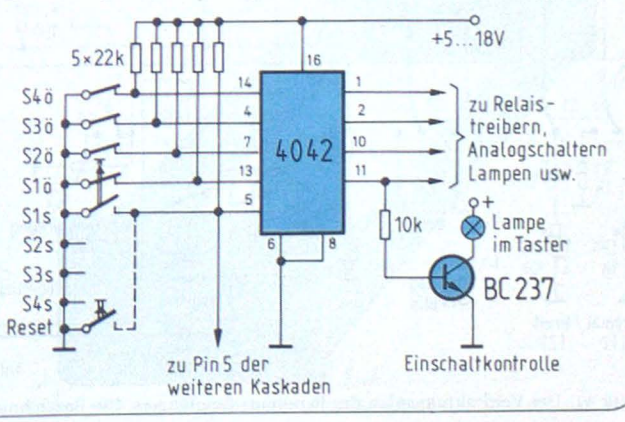
Schaltungskniff

Kaskadierbares elektronisches Tastenaggregat

Wird eine Taste gedrückt, so wird der Speicher durch ein L am Eingang 5 zur Übernahme des H an einem der vier Eingänge an den jeweiligen Ausgang gebracht. Beim Loslassen der Taste öffnet zuerst der Schließer und legt den Eingang 5 auf H; das IC schaltet auf Speichern. Dann schließt der Öffner der Taste und legt den Eingang auf L, während der gespeicherte Ausgang auf H bleibt.

Durch Hinzufügen einer Reset-Taste können alle Ausgänge auf L gesetzt werden. Die Tasten müssen nicht prellfrei sein, Taster „Marke Eigenbau" sind auch brauchbar. Im Muster wurde ein Taster von Rafi Nr. 1.15106 verwendet, den es auch mit Lampe und verschiedenen Farben gibt.

Als Analogschalter kann z. B. das CMOS-IC 4016 oder 4066 verwendet werden. Bei mehr als vier erforderlichen Positionen für ein Aggregat erfolgt die Kaskadierung lediglich durch Zusammenschaltung von den Pins 5 der ICs. *Frank Sypplie*



Mit recht einfachen Mitteln läßt sich dieses kaskadierbare Tastenaggregat aufbauen

Panorama-Empfänger mit Trackingzusatz

6. Teil

Nachdem die einzelnen Baugruppen des Panorama-Empfängers für das 2-m-Amateurband beschrieben sind, wenden wir uns nun dem Zusammenbau des Gerätes zu.

Verdrahtung und mechanischer Aufbau

Bild 41 zeigt den Verdrahtungsplan des Panorama-Empfängers. Da Hoch- und Niederfrequenzleitungen mit großen und kleinen Pegeln nebeneinander verlegt werden, muß ein Teil der Leitungen abgeschirmt werden. Auf dem Plan in Bild 41 sind die Abschirmungen angedeutet. Die restlichen Verbindungen können mit normalem Schaltdraht hergestellt werden. Es empfiehlt sich jedoch, verschiedene Farben zu verwenden. Vor allem die Stromversorgungsleitungen sollten farblich abgesetzt werden.

Die eingezeichneten Trimmpotis (mit TP bezeichnet) und sonstigen Bauteile werden am besten auf der Rückseite der Frontplatte auf Lötstützpunkte gesetzt. Diese Stützpunkte lassen sich leicht herstellen, indem man aus kupferkaschiertem Epoxidharzgewebe etwa 5 mm x 5 mm große Stücke ausschneidet und diese mit Sekundenkleber so auf die Rückseite der Frontplatte klebt, daß die Kupferschicht nach oben zeigt und daß darauf die restlichen Bauteile festgelötet werden können. Dem Bausatz der Firma JFE wird eine Frontplatte aus Epoxidharz mitgeliefert, die auf der Vorderseite einen Aufdruck nach *Bild 42* trägt. Die Rückseite ist mit Lötinseln und Leiterbahnen versehen, welche die Verbindung unter den Bauteilen herstellen und die stehenden Trimmpotis so plazieren, daß alle von der Oberseite mit einem Abgleichschraubenzieher erreichbar sind (*Bild 43*).

Netzzuführung

Da bei diesem Gerät nicht die Netzleitung, sondern die Sekundärseite des Trafos durch den Ein/Ausschalter S2 unterbrochen wird, ist nur eine kurze, netzspannungsführende Leitung zwischen der Kaltgerätebuchse und der Primärseite des Trafos erforderlich. Nach Anschluß dieser Leitung muß dafür gesorgt werden, daß spannungsfüh-

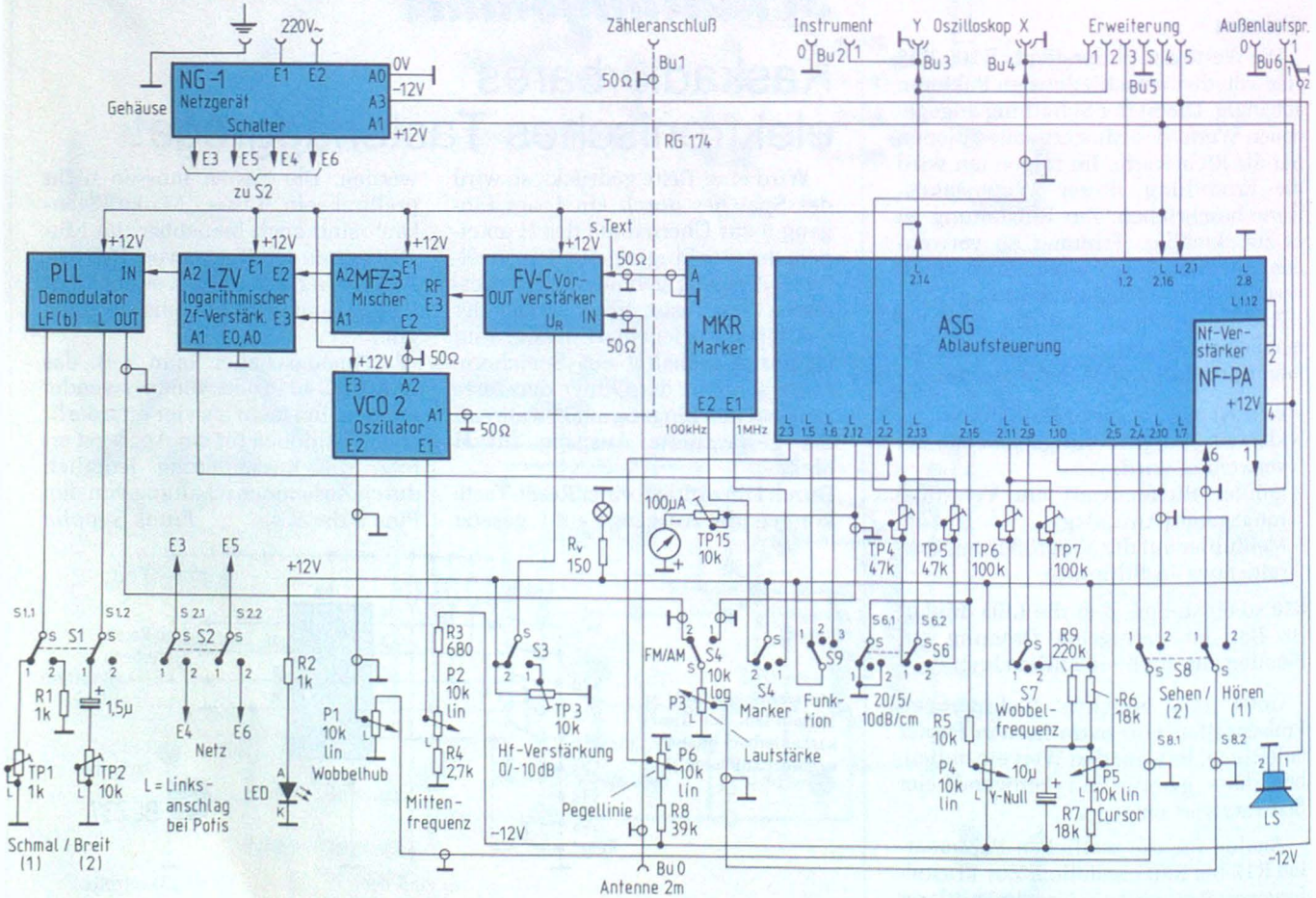


Bild 41. Der Verdrahtungsplan des Panorama-Empfängers. Die Bezeichnung L1.n bzw. L2.n bezieht sich auf die Sockelleisten der Ablaufsteuerung ASG

rende Metallteile nicht berührt werden können. Am sichersten ist es, eine Kunststoffabdeckung anzubringen oder doppelte Schrumpfschläuche über die Anschlüsse der Kaltgerätebuchse zu ziehen. Die Abdeckungen sollten so ausgeführt sein, daß auch bei nach langen Bastelstunden nachlassender Konzentration eine Berührung netzspannungsführender Teile mit Meßspitzen, Werkzeugen oder den Fingern ausgeschlossen ist. Sonst kann es passieren, daß die Konzentration im wahrsten Sinne des Wortes schlagartig wieder hergestellt wird.

Verbindungen zwischen den Baugruppen

Bei der Verbindung zwischen der MKR- und FV-C-Baugruppe ist noch eine Besonderheit zu beachten: Die optimale Einkopplung der Frequenzmarken wäre über einen Richtkoppler mit etwa 30 dB Koppeldämpfung direkt im Empfängereingang gegeben. Diese Version liefert das gleichmäßigste Spektrum und die beste Entkopplung zur Antenne, ist aber auch am aufwendigsten. Recht gut bewährt hat sich jedoch auch die Möglichkeit, das Koaxkabel vom Marker über 1...5 kΩ direkt mit dem Eingang des FV-C zu verbinden.

Bei der Verdrahtung sollte möglichst systematisch vorgegangen werden, um Fehler zu vermeiden. Eine falsch gepolte Stromversorgung kann ein Halbleitersterben größten Ausmaßes verursachen. Daher empfiehlt es sich, jeder Verbindung nach dem Einlöten mit einem Farbstift im Schaltbild nachzufahren und vor dem Einschalten die Verdrahtung nochmals zu kontrollieren.

Nach dem Einschalten sollte der Empfänger, besonders bei vorgeprüften Baugruppen, auf Anhieb vom Prinzip her funktionieren. Auf einem Oszilloskop in X-Y-Betrieb etwa 0,5 V/cm Empfindlichkeit, sollten bei angeschlossener Antenne zumindest schon starke Signale sichbar sein. Ist dies nicht der Fall, so sind zuerst die Betriebsspannungen zu kontrollieren. Die weitere Fehlersuche zu beschreiben würde den Rahmen dieses Artikels sprengen, bei Schwierigkeiten wird auf die ausführlichen Schaltungsbeschreibungen verwiesen. Mit dem daraus gewonnenen Verständnis müßte eine systematische Fehlersuche möglich sein.

Mechanischer Aufbau

Für das Gehäuse soll hier keine exakte Bauanleitung gegeben werden. Die kurze Beschreibung des von der Firma JFE gelieferten Gehäuses (*Bild 44*) soll nur als Anregung dienen.

Das Chassis (Bild 44) besteht aus zwei, leicht U-förmig angewinkelten Seitenteilen ① aus verzinktem Eisenblech. Auf einem der U-Schenkel ist das Zwischenblech ② angeschraubt, das als Befestigungsplatte für die Weißblechgehäuse der einzelnen Baugruppen dient. Eine Epoxidharzplatte ③ mit der Beschriftung und den Lötstützpunkten auf der Innenseite schließt das Gehäuse nach vorne ab. Die Rückwand ④ besteht wie die Seitenteile aus Eisenblech. Mit zwei oben und unten aufgesetzten

Bild 42. Die Gestaltung der Frontplatte des Mustergerätes

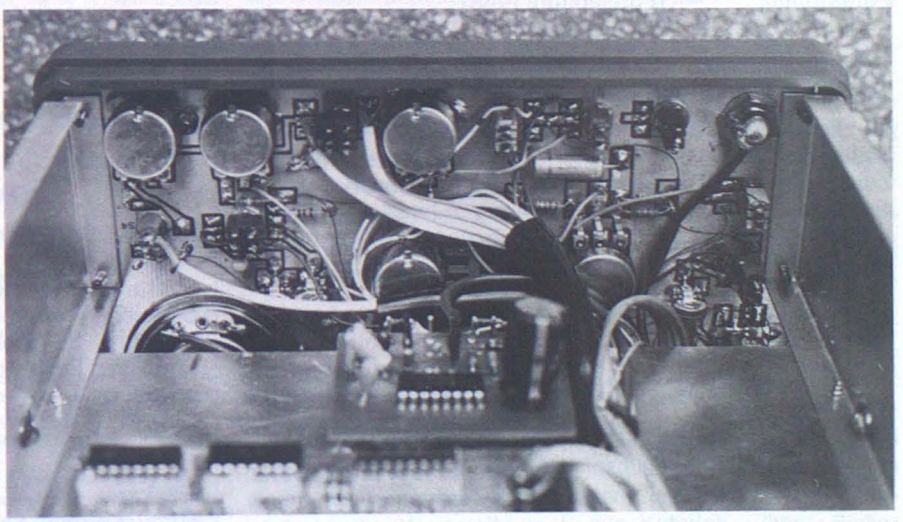
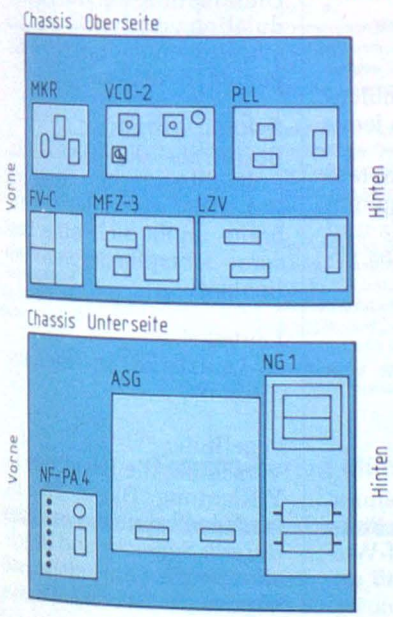


Bild 43. ▶
Die Rückseite der Frontplatte mit den aufgedruckten Lötstützpunkten (Blick auf den unteren Teil)



◀ Bild 45. Anordnung der Baugruppen auf der Zwischenplatte des Chassis

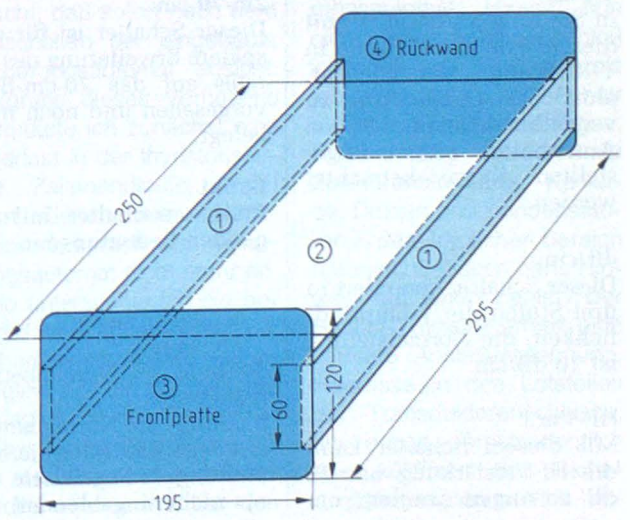


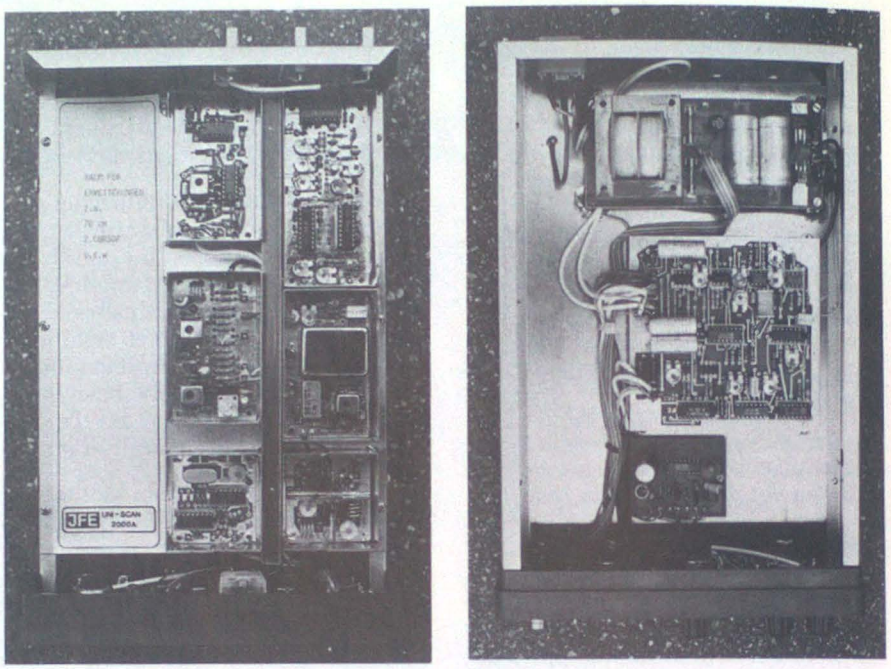
Bild 44. ▶
Die Maße des Mustergehäuses

Halbschalen und einer Kunststoffblende an der Frontplatte wird das Gehäuse geschlossen.

Die Baugruppen werden auf der Ober- und Unterseite des Zwischenblechs befestigt. In bezug auf günstigste Verdrahtung und gegen Übersprechen hat sich die in *Bild 45* skizzierte Anordnung am besten bewährt. Auch bei der Verwendung eines anderen Gehäuses sollte diese Anordnung beibehalten werden.

Wie schon erwähnt, sind die Baugruppen auf der Oberseite des Chassis unbedingt einzeln in ein allseitig geschlossenes Gehäuse einzubauen. Bei den Baugruppen NF-PA 4, NG 1 und ASG auf der Unterseite ist dies nicht nötig. In *Bild 46* wurden zum Fotografieren die Deckel abgenommen.

Nun ist es an der Zeit, viel Spaß und Erfolg beim Aufbau des Panorama-Empfängers zu wünschen. Wer sich schon vor dem im nächsten Heft folgenden Endabgleich mit den Bedienungselementen an der Frontplatte vertraut machen möchte, findet in *Tabelle 2* eine erklärte Zusammenstellung der Funktionen. (Fortsetzung folgt)



a) b)

Bild 46. So sieht der funktionstüchtige Panorama-Empfänger von innen aus; a) Blick auf das Chassis-Oberteil; b) Blick auf die Unterseite

Tabelle 2: Funktion der Anzeige- und Bedienungselemente auf der Frontplatte

Meßgerät:
Zeigt die Feldstärke des empfangenen Signals im „Hören"-Betrieb an. Das Meßgerät ist vor der veränderbaren Y-Verstärkung angeschlossen und daher in dB oder µV kalibrierbar.

Netz:
Ein-Ausschalter für den ganzen Empfänger mit Kontroll-LED.

Y-Pos:
In Stellung 5 dB/cm ist mit diesem Poti die Nullinie in Y-Richtung verschiebbar, ohne das Oszilloskop zu verstellen. Damit können Ausschnitte einer dargestellten Kurve betrachtet werden.

dB/cm:
Dieser Schalter verändert in drei Stufen die Y-Empfindlichkeit, die Normalstelung ist 10 dB/cm.

HF-Ver.:
Mit diesem Schalter kann die Hf-Verstärkung um 10 dB verringert werden, um Übersteuerungen zu erkennen, starke Signale zu reduzieren oder die Y-Verstärkung zu kontrollieren.

W-Frq.:
Wobbelfrequenz schnell, mittel, langsam. Je nach Wobbelhub und Filterbandbreite kann die Wobbelfrequenz, also die Anzahl der Strahldurchläufe pro Sekunde, in drei Stufen verändert werden.

2m-70 cm:
Dieser Schalter ist für eine spätere Erweiterung des Gerätes auf das 70-cm-Band vorgesehen und noch nicht belegt.

Funkt.:
Funktionsschalter mit folgenden Bedeutungen:

Betriebsart „Sehen":
Stellung 1: Normalbetrieb (Panorama)
Stellung 2: Normalbetrieb mit Pegellinie (alternierend)
Stellung 3: Pegelalarm (Linie nicht eingeblendet)

Betriebsart „Hören":
Stellung 1: Hören ohne Squelch
Stellung 2: Hören mit Squelch
Stellung 3: Hören ohne Squelch, Pegellinie eingeschaltet.

Marker:
Mittelstellung: Aus
Stellung 1 MHz: Einblendung von Eichmarken jedes MHz.
Stellung 0,1 MHz: Einblendung von überlagerten Eichmarken jedes MHz und alle 100 kHz (mit etwas geringerer Amplitude)

Hub:
Wobbelhub, einstellbar von 0...2 MHz.

Sehen – Hören:
Umschaltung von Panoramabetrieb auf reinen Empfängerbetrieb mit Nf-Wiedergabe des Signals an der Stelle des Cursors.

Mittenfrequenz:
Verschiebt die Mittenfrequenz auf dem Bildschirm zwischen 144 und 146 MHz.

Cursor:
Verschiebt den Cursor über den Bildschirm (unabhängig vom Wobbelhub).

FM – AM:
Umschaltung auf die Demodulation von frequenz- oder amplitudenmodulierten Signalen in Stellung „Hören".

Schmal – Breit:
Beeinflußt die Demodulatorbandbreite in Stellung FM. Bei schmaler Bandbreite ergibt sich eine bessere Empfängerempfindlichkeit.

Lautstärke:
Nf-Lautstärke in Stellung „Hören".

Pegellinie:
Verschiebt die Pegellinie in Y-Richtung. Dieses Poti ist in µV kalibrierbar, um so definierte Squelch- und Pegelalarmwerte einstellen zu können.

Ing. (grad.) Willi Lisges

Echte Effektivwertmessung mit AD 536

Viele Wechselspannungs- und Strommessungen werden mit Meßinstrumenten ausgeführt, die im Grunde entweder den Mittelwert oder den Spitzenwert einer Sinusspannung messen, jedoch deren Effektivwert unter Berücksichtigung des Formfaktors anzeigen. Diese Art der Effektivwertmessung ist nur sinnvoll bei rein sinusförmigen Signalen. Signalverzerrungen bringen bei dieser Meßmethode beträchtliche Fehler.

Da man in der heutigen Technik vielfach beliebige Kurvenformen von Spannungen und Strömen vorfindet, ist der Effektivwert hierfür ein aussagefähiger Wert. Der Baustein AD 536 ist ein echter Effektivwert-Gleichspannungs-Wandler. Er beinhaltet die gesamte Logik, die zum Aufbau eines kurvenform-unabhängigen Effektivwertwandlers benötigt wird.

Als AC/DC-Wandler in Verbindung mit dem A/D-Wandler ICL 7106/7107 erhält man einen direkt anzeigenden Effektivwertmesser für beliebige Kurvenformen. Die integrierte Schaltung AD 536 kann durch Vorschalten eines Impedanzwandlers direkt an den Spannungsteiler des A/D-Wandlers 7106/7107 angeschlossen werden. Durch Vorschalten eines zusätzlichen Verstärkers kann die Bandbreite des AC/AD-Wandlers für sehr kleine Eingangsspannungen erhöht werden. Je nach Auslegung des A/D-Wandlers 7106/7107 (200 mV, 2 V) und nach geforderter Genauigkeit kann auf den Verstärker verzichtet werden.

In der verwendeten Schaltung wird ein Verstärker mit einer 20fachen Verstärkung zur Erhöhung der Genauigkeit für kleine Eingangsspannungen in Verbindung mit dem A/D-Wandler verwendet, welcher für einen Endbereich von 200 mV ausgelegt ist.

Schaltung des AC/DC-Wandlers

Da der AD 536 die Effektivwertbildung über den mathematischen Weg vornimmt, wird der Meßfehler so klein, wie es das Meßwerk zuläßt. Als Nebenprodukt steht ein zusätzlich verwendbarer dB-Ausgang mit einem Bereich von 60 dB zur Verfügung.

In *Bild 1* ist die komplette Schaltung dargestellt. Die Ausgangsspannung des AD 536 ist eine Gleichspannung, die der Eingangsspannung proportional ist. Mit diesem IC können reine Wechselspannungen oder auch Wechselspannungen mit Gleichspannungskomponenten gemessen werden. Die Mittelwertbildung wird von einem Integrator vorgenommen. Bei tiefen Frequenzen verhält sich ein Integrator wie ein Tiefpaßfilter; die Ausgangsspannung ist gleich der Eingangsspannung. Im Übertragungsbereich $f \approx f_g$ ist die Ausgangsspannung eine Linearkombi-

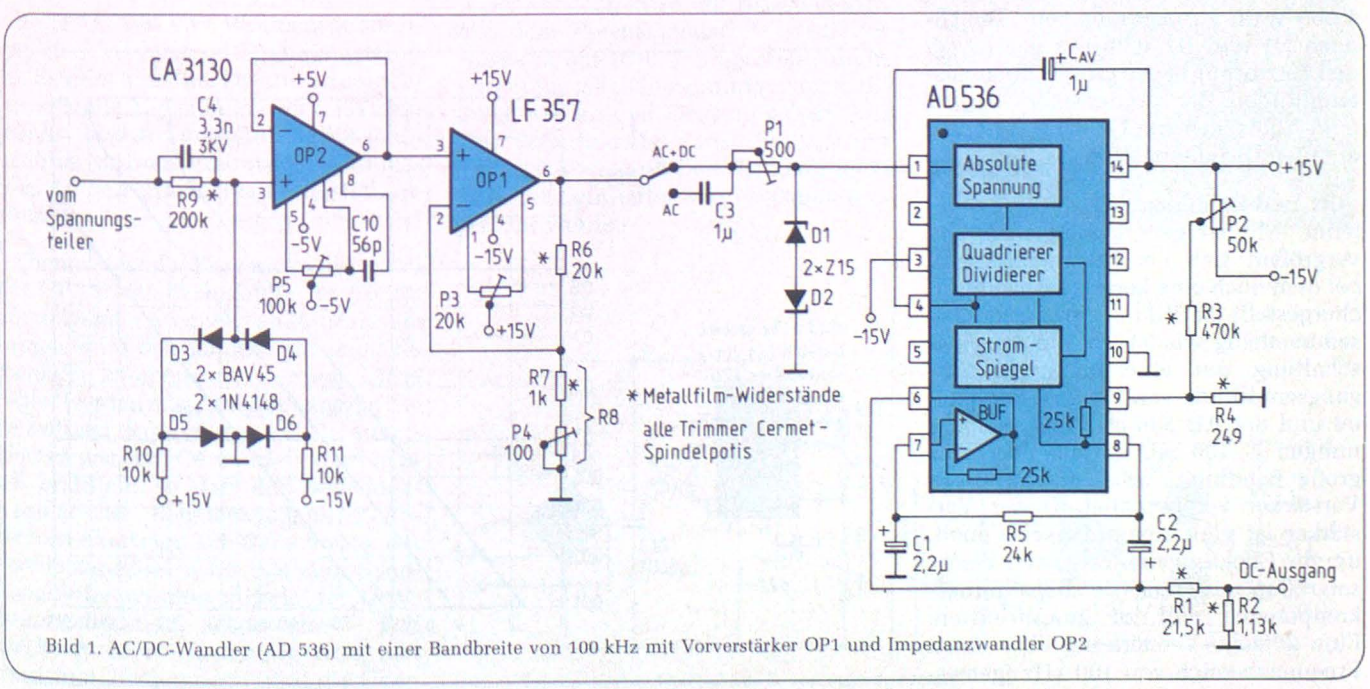


Bild 1. AC/DC-Wandler (AD 536) mit einer Bandbreite von 100 kHz mit Vorverstärker OP1 und Impedanzwandler OP2

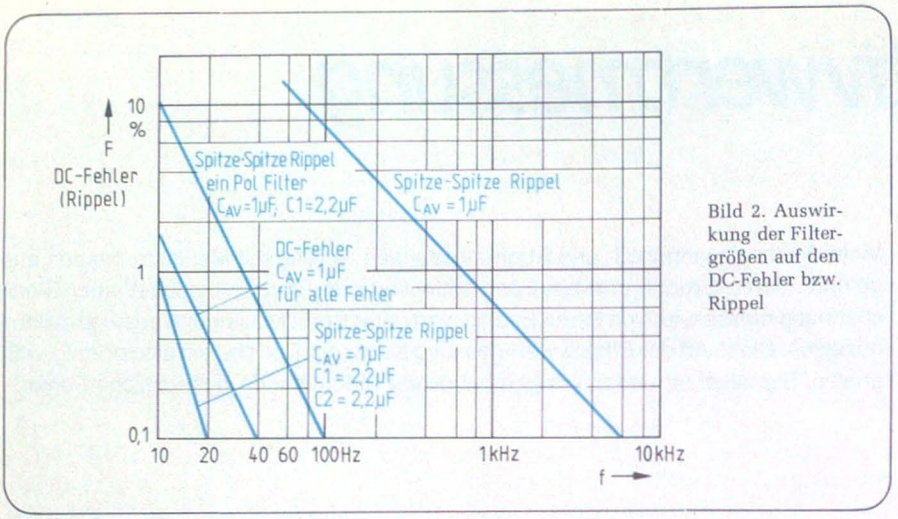


Bild 2. Auswirkung der Filtergrößen auf den DC-Fehler bzw. Rippel

nation von linear übertragenen und integrierten Anteilen von der Eingangsspannung. Hier tritt ein DC-Fehler bzw. Rippel auf. Dieser Fehler ist durch Wahl des Mittelwertkondensators C_{AV} und einem Zweipol-Filter bestehend aus C1, C2 und R5 zu beeinflussen. Nach *Bild 2* ist ein minimaler Fehler von 1 % bei einer Frequenz von 10 Hz mit den Werten für $C_{AV} = 1\,\mu F$, $C1 = C2 = 2{,}2\,\mu F$ und R5 = 24 kΩ zu erreichen. Bei Frequenzen größer 20 Hz wird der Fehler zu Null.

Mit den Widerständen R4, R3 und dem Potentiometer P2 wird der Offset des AD 536 auf 0,00 V kalibriert. Das Potentiometer P1 dient der korrekten Einstellung des Ausgangssignales bei bekanntem Eingangssignal, z. B. 1,000 V DC am Eingang muß gleich 1,000 V DC am Ausgang sein. Die Dioden D1 und D2 schützen das IC gegen Zerstörung bei zu großen Eingangsamplituden. Der Kondensator C3 dient zum Abblocken von Gleichspannungsanteilen (Schalterstellung AC).

R1 und R2 bilden einen Spannungsteiler. Mit steigender Eingangsgröße vergrößert sich der Frequenzbereich, bei dem noch eine korrekte Anzeige sichergestellt ist. *Bild 3* gibt diesen Zusammenhang wieder. Da die Anzeigeschaltung nur eine maximale Eingangsamplitude von 200 mV verarbeitet und der AD 536 ab Eingangsspannungen ≧ 100 mV korrekt über eine große Bandbreite arbeitet, wurde ein Verstärker vorgeschaltet. Dieser Verstärker ist gleichspannungsgekoppelt, um die Effektivwertanzeige von Wechselgrößen mit einer Gleichspannungskomponente voll zu gewährleisten. Eine 20fache Verstärkung über einen Frequenzbereich von 100 kHz (gemessen mit einer Rechteckfrequenz) erlaubt eine Messung des Effektivwertes von Eingangsspannungen $U_{IN\ RMS}$, die im Bereich von 2,5 % bis 100 % der Anzeige liegen.

Durch den Spannungsteiler R1, R2 wird die vorherige Verstärkung wieder kompensiert. Unter Berücksichtigung des max. Ausgangsstromes des AD 536 von 5 mA wurden R1 = 21,5 kΩ und R2 = 1,13 kΩ gewählt. Das entspricht einem Fehler von 0,1395 %, der mit dem Potentiometer P1 ausgeglichen werden kann.

Da bei Phasenanschnittsschaltungen sehr steile Flanken auftreten (großer Bestandteil von Oberwellen), muß die Bandbreite entsprechend groß gewählt werden. Um den Fehler möglichst klein zu halten, muß der Verstärker eine größere Bandbreite als der AD 536 aufweisen. Mit 200 kHz als obere Grenzfrequenz dürfte diese Forderung mehr als erfüllt sein. Es muß also ein Operationsverstärker (OP1) mit einer großen Bandbreitenverstärkung gewählt werden. Wegen der Gleichspannungskopplung muß die Drift des OPs sehr niedrig sein. Das Potentiometer P3 dient zur Offseteinstellung. Mit P4 wird die Verstärkung auf 20 (≙ 26 dB) eingestellt. Der OP LF 357 ist intern kompensiert.

Da der LF 357 einen relativ hohen Eingangsstrom besitzt, wird noch ein Impedanzwandler vorgeschaltet. Der Operationsverstärker CA 3130 hat einen sehr kleinen Eingangsstrom, so daß er an den Spannungsteiler (*Bild 4*) angeschlossen werden kann. Der Impedanzwandler arbeitet stets unter denselben Bedingungen: 200,0 mV für max. Anzeige in allen Bereichen.

Wird bei der Auflösung im kleinsten Meßbereich ΔU (100 µV) ein Eingangswiderstand von 10 MΩ gefordert, so fließt ein Eingangsstrom von 10 pA. Der verwendete OP2 hat einen Eingangsstrom von I_e = 5 pA. Für den Sperrstrom I_s der Dioden D3 und D4 verbleiben nun maximal 5 pA. Es werden somit für die Schutzschaltung Dioden vom Typ BAV 45 verwendet, die einen Sperrstrom von 5 pA besitzen. Der OP2 besitzt einen differentiellen Eingangswiderstand von 1,5 TΩ, wel-

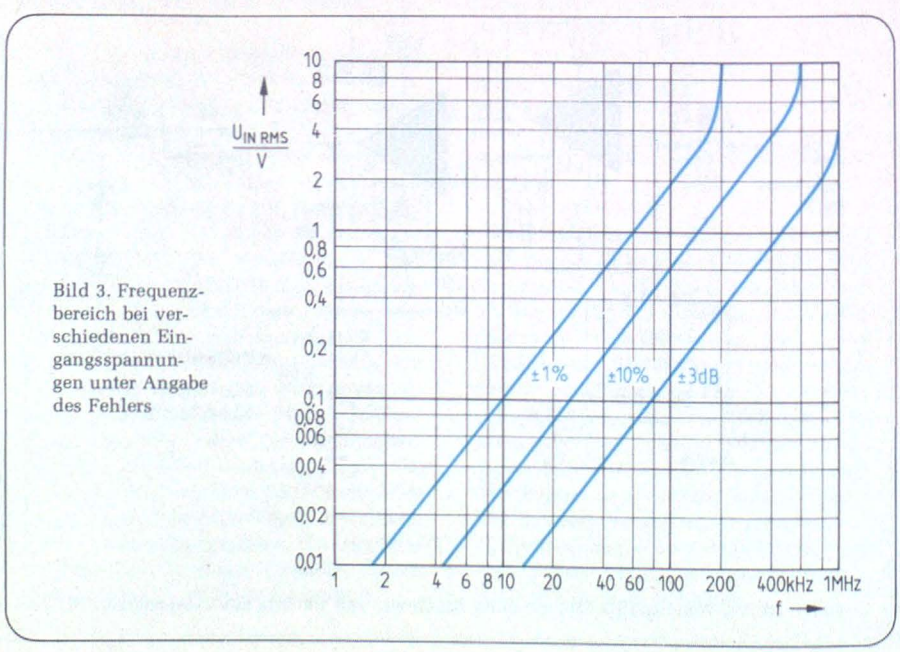


Bild 3. Frequenzbereich bei verschiedenen Eingangsspannungen unter Angabe des Fehlers

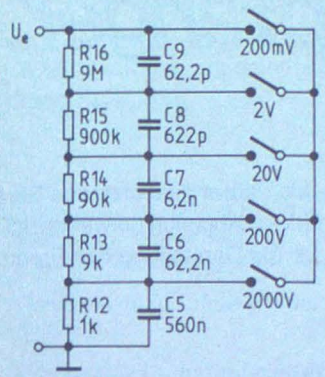


Bild 4. Frequenzkompensierter Spannungsteiler

cher sich auf Grund seiner Beschaltung als Impedanzwandler wesentlich erhöht (ca. 150 TΩ). Auf die Berechnung wird aus Gründen der Übersichtlichkeit verzichtet. Um die Zerstörung des Impedanzwandlers durch Überspannung zu verhindern, ist eine Schutzschaltung vorgesehen. Eingangsspannungen des Verstärkers, die größer als die Schwellspannungen $U_{D3} + U_{D5}$ bzw. $U_{D4} + U_{D6}$ = 1,2 V sind, werden über die Diodenstrecken D3 und D5 bzw. D4 und D6 gegen Masse kurzgeschlossen. Die Schutzschaltung ist für Überspannungen bis 2000 V ausgelegt. Um den Diodenstrom auf maximal 10 mA zu begrenzen, ist der Widerstand R9 mit 200 kΩ eingeschaltet.

Kompensation des Spannungsteilers

Beim Messen von Wechselspannungen sind Widerstandsspannungsteiler mit Fehlern behaftet. Die unvermeidbaren Parallelkapazitäten der Widerstände bilden undefinierte Nebenschlüsse für hohe Frequenzen und machen die berechnete Spannungsteilung hinfällig.

Ebenfalls ist der Eingangswiderstand des OP2 frequenzabhängig, er nimmt mit steigender Frequenz ab. Aus diesem Grunde muß der Schutzwiderstand R9 ebenfalls kompensiert werden. Diese Fehler werden ausgeschaltet, indem die parasitären Parallelkapazitäten ausgeglichen werden. C4 wurde experimentell ermittelt, so daß der Impedanzwandler die Rechteckspannung unverzerrt überträgt. Die Berechnung der Parallelkapazitäten C5...C9 zum Spannungsteiler wurden mittels der Übertragungsfunktion ausgerechnet. Auf die komplizierte Rechnung wird hier verzichtet. Rechnerisch wird die Übertragungsfunktion frequenzunabhängig, wenn C4...C9 folgende Werte haben:

C4 = 2,8 nF
C5 = 560 nF
C6 = 62,2 nF
C7 = 6,2 nF
C8 = 622,2 pF
C9 = 62,2 pF

Da der störende Einfluß der Schaltungs- und Verdrahtungskapazitäten in die Berechnung nicht mit einzubeziehen ist, können diese Werte nur Richtwerte sein. Daher ist es notwendig, die Kondensatoren mit Hilfe einer Rechteckspannung abzugleichen. Man beachte auch die Spannungsfestigkeit der Kondensatoren. Der Kondensator C10 dient zur Frequenzkompensation des OP2. Die Offsetspannung des OP2 wird mit dem Potentiometer P5 auf Null kalibriert.

Abgleich des AC/DC-Wandlers AD 536

Der Eingang wird auf Masse gelegt; mit P2 wird der Ausgang auf 0,00 V eingestellt. Dann wird z. B. 1,000 V Gleichspannung an den Eingang gelegt. Mit P1 wird die Ausgangsspannung auf 1,000 V eingestellt. Sollte die Verstärkung des OP1 mit P4 nicht in Griff zu bekommen sein, weil der Spannungsteiler R1/R2 schlecht in den Toleranzgrenzen liegt, so ist das Potentiometer P1 durch ein 1-kΩ-Potentiometer zu ersetzen.

Abgleich des Elektrometerverstärkers OP1

Der Eingang wird auf Masse gelegt; mit dem Potentiometer P3 wird der Ausgang auf 0,00 V eingestellt. Dann wird eine Gleichspannung von z. B. 200,0 mV an den Eingang gelegt. Mit dem Potentiometer P4 ist der Ausgang auf 4,00 V einzustellen. Es kann auch mit einer definierten Wechselspannung geeicht werden.

Abgleich des Impedanzwandlers

Der Eingang wird auf Masse gelegt und mit dem Potentiometer P5 wird der Ausgang auf 0,00 V eingestellt.

Alle Abgleicharbeiten können mit dem Digitalmultimeter ICL 7107 durchgeführt werden.

Spannungsversorgung

Zur Erzeugung der ± 15-V-Betriebsspannungen für den Verstärker und den AD 536 wird der Spannungsregler LM 723 mit der nachfolgenden Schaltung zur Symmetrierung einer erdfreien Spannung verwendet (*Bild 5*). Die Ausgangsstrombegrenzung ist mit R13 = 10 Ω auf 60 mA festgelegt. Für eine minimale Temperaturdrift der Ausgangsspannung wird für R12 ein Wert von 1,6 kΩ gewählt.

Die maximal zulässige Verlustleistung bei einer Umgebungstemperatur von + 70° beträgt P_{tot} = 0,46 W; die entstehende Verlustleistung beträgt 0,2 W. Somit kann dieser Spannungsregler bedenkenlos eingesetzt werden.

Literatur

Integrated Circuit True RMS – to – DC Converter, Applikation von Analog Device.

U. Tietze, Ch. Schenk, Halbleiter-Schaltungstechnik

Stichworte zum Inhalt

AC/DC-Wandler, A/D-Wandler, AD 536, LF 357, CA 3130, frequenzkompensierter Wechselspannungsteiler, Digitalmultimeter ICL 7107, Spannungsregler 723, Symmetrierung einer erdfreien Spannung.

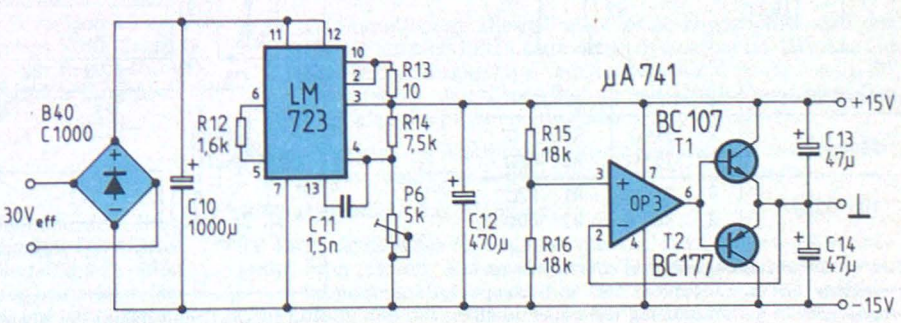


Bild 5. Symmetrisches Netzteil zur Spannungsversorgung

Panorama-Empfänger mit Trackingzusatz

7. Teil

Bei der Konzeption des Panorama-Empfängers wurde darauf geachtet, das Gerät so aufzubauen, daß nur ein Minimum an Meßgeräten für den Abgleich notwendig ist. Benötigt werden: Ein Oszilloskop – welches ja auch für die Darstellung des Frequenzspektrums notwendig ist – und eine Eichleitung.

Endabgleich

Da zum Abgleich des Empfängers nur Dämpfungen von 5, 10 und 20 dB benötigt werden, ist es leicht möglich, sich diese Dämpfungsglieder auch selbst herzustellen. Mit handelsüblichen, ungewendelten $^1/_8$-W-Widerständen aufgebaute Dämpfungsglieder in π-Schaltung wurden vom Verfasser ausgemessen. Dafür wurden statt der errechneten Widerstandswerte die nächstgelegenen Normwerte der Reihe E 24 verwendet.

Der Aufbau erfolgte auf der Kupferseite einer Epoxidplatte, wobei auf möglichst kurze Verbindungen geachtet wurde. Die Lötstützpunkte wurden realisiert, indem etwa 3 mm x 3 mm große Abschnitte aus kaschiertem Epoxidmaterial mit der Kupferschicht nach oben auf die Grundplatte geklebt wurden. Einen Musteraufbau eines 10-dB-Dämpfungsgliedes zeigt *Bild 47*.

Die gemessenen Abweichungen vom Idealwert bleiben unter 1 dB, was die Brauchbarkeit dieser einfachen Aufbauten beweist. Für den Abgleich des Empfängers werden ein 5-dB- und zwei 10-dB-Dämpfungsglieder benötigt. Die beiden 10-dB-Ausführungen ergeben beim Hintereinanderschalten 20 dB Dämpfung. Die Widerstandswerte und die Schaltung zeigt *Bild 48*.

Werden diese Dämpfungsglieder mit Koaxkabeln RG 58 und BNC-Steckern versehen, lassen sie sich leicht in den Empfängereingang einschleifen und definierte Abschwächungen erzielen. Die damit erzielbare Genauigkeit liegt noch innerhalb der Linearitätsabweichung des logarithmischen Zf-Verstärkers, ist also in der Praxis voll ausreichend. Der Abgleich der Mustergeräte erwies sich als unkritisch. Schwingneigungen und ähnliche unschöne Effekte wurden nicht beobachtet.

Um den Abgleich des fertigen Gerätes übersichtlicher und einfacher zu gestalten, wurden in *Tabelle 3* alle Abgleichelemente nach Baugruppen geordnet und mit einem kurzen Kommentar versehen. Hiermit müßte der Endabgleich durchzuführen sein, ohne viel in den vorigen Heften zu blättern.

Die meiste Arbeit macht die Einstellung aller Potis auf der Platine des logarithmischen Zf-Verstärkers. Der Abgleich ist wesentlich einfacher durchzuführen, wenn alle Potis auf die in *Bild 49* gezeigte Grundstellung gebracht werden. Ergänzend zu der in Heft 15 erschienenen Abgleichanleitung zeigt *Bild 50* die Flanke des Quarzfilters vor und nach dem Abgleich.

Zum Abschluß dieses Artikels sollen noch ein paar Schirmbildaufnahmen die Möglichkeiten des Empfängers aufzeigen. *Bild 51* zeigt die Bandbelegung im Raum München. In *Bild 52* wurde der Ausgabebereich der Relaisfunkstellen über die ganze Bildbreite gedehnt. *Bild 53* zeigt die Weitabselektion und das Eigenrauschen des Empfängers.

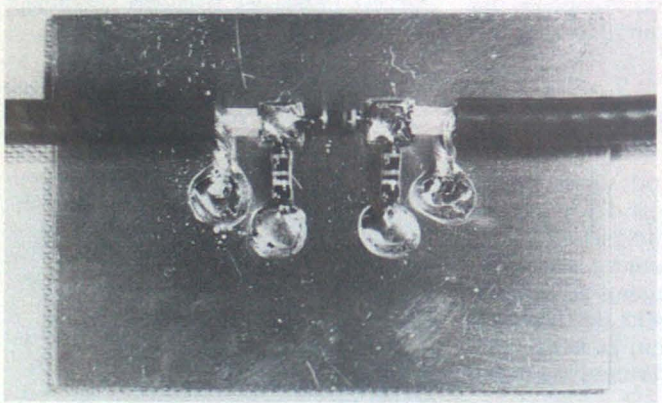
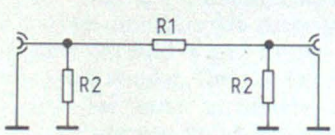


Bild 47. Ein selbstgebautes Dämpfungsglied mit 10 dB Abschwächung



Widerstandswerte	errechnet	gewählt
für -5dB	R1 : 30,4Ω R2 : 178,5Ω	R1 : 33Ω R2 : 180Ω
für -10dB	R1 : 71,2Ω R2 : 96,2Ω	R1 : 82Ω R2 : 100Ω

Bild 48. Die Schaltung mit den errechneten und gewählten Widerstandswerten für 50-Ω-Dämpfungsglieder in π – Anordnung mit 5 und 10 dB Dämpfung

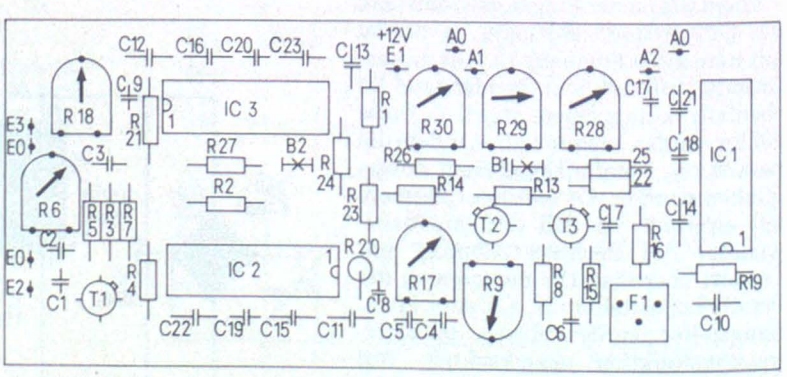


Bild 49. Die Grundstellung der Abgleichpotis auf der LZV-Baugruppe (bezogen auf die im Bausatz gelieferten Bauteile)

Tabelle 3: Abgleich der Baugruppen

Mit dem Zusatz (ext) bezeichnete Abgleichelemente befinden sich nicht auf der angegebenen Platine, beeinflussen jedoch deren Funktion.

FV-C:

C 1, C 5: Beeinflussen die Durchlaßkurve des Verstärkers und auch direkt seine Rauschzahl. Auf maximale Verstärkung abgleichen. Am Wobbelmeßplatz Bandfiltercharakteristik mit < 0,5 dB Einsattelung einstellen.

L 3: Transformation, auf maximales Ausgangssignal an 50 Ω abgleichen.

TP 3 (ext): Verstärkung in der Schalterstellung „–10 dB". Bei aufgetrennter Leiterbahn so einstellen, daß bei Betätigung des Schalters S 3 die Verstärkung des FV-C um 10 dB zurückgeht.

MKR:

C 19: Ziehtrimmer für den Quarz. Mit der Betriebsspannung an E 1 auf genau 1 MHz (am Ausgang A) abgleichen.

MFZ-3:

L 1, R 3, C 5, R 8: R 3 soll den Wert der im Datenblatt des Quarzfilters angegebenen Eingangsimpedanz haben. Die Abgleichelemente beeinflussen die Form der Filterdurchlaßkurve und werden bei fertigem Empfänger auf eine rechteckförmige Durchlaßkurve abgeglichen. Bei kleineren Filtereingangsimpedanzen sollte C 4 bis auf 10 pF verkleinert werden. Außerdem sollte zwischen A 1 und A 2 ein Widerstand als Spannungsgegenkopplung (1,5 kΩ...10 kΩ je nach Filter) eingefügt werden.

VCO-2:

L 1: Beeinflußt die Mittenfrequenz des VCO. Sollwert: 134,3 MHz.
C 10: Beeinflußt den möglichen Wobbelhub. Sollwert: 2 MHz.

Bei den beiden vorangegangenen Einstellungen muß sich das Poti „Wobbelhub" an der Frontplatte auf Rechtsanschlag und das Poti „Mittenfrequenz" auf Mittelstellung befinden.

L 2, C 14: Selektionskreise im Pufferverstärker. Abgleich auf maximales Ausgangssignal bei 134,3 MHz VCO-Frequenz. Sollwert: + 10 dBm ≙ 10 mW an 50 Ω.

LZV:

R 6: Grundverstärkung
R 16: Schwelle 1
R 28: Steilheit 1
R 17: Schwelle 2
R 29: Steilheit 2
R 18: Schwelle 3
R 30: Steilheit 3

Um den Abgleich zu vereinfachen wird empfohlen, von der in Bild 49 gezeigten Grundstellung der Trimmpotis auszugehen. Ansonsten wird auf die Abgleichanweisung für den LZV in Heft 15 verwiesen. Die während des Abgleichs bei jedem zweiten Strahldurchlauf eingeschaltete Dämpfung wird mit einem in der Regelleitung des FV-C liegenden Poti so eingestellt, daß sie die gleiche Abschwächung hervorruft wie das 5-dB-Dämpfungsglied.

PLL:

L 1: Oszillatorfrequenz des VCOs. Zum Abgleich den Kern durchdrehen, bis der VCO auf das Rauschen einrastet. Dies macht sich an einer Stelle ohne Eingangssignal durch einen sprunghaften Rauschanstieg am Nf-Ausgang bemerkbar. Der Schalter an der Frontplatte sollte dabei auf „Bandbreite Schmal" stehen.

TP 1, (ext): Beeinflußt die Bandbreite der Regelschleife auf Stellung „Schmal". So abgleichen, daß ein normal moduliertes Signal gerade anfängt zu verzerren.

TP 2, (ext): Beeinflußt die Lautstärke des Nf-Signals in Stellung „Schmal". So abgleichen, daß die Nf-Lautstärke in Stellung „Breit" und „Schmal" etwa gleich ist.

ASG-1:

R 3: Y-Verstärkung in Stellung „5 dB/cm". Das Poti soll beim Abgleich des LZV auf etwa 80 % des Vollausschlages stehen. Nach dem Abgleich werden eventuelle geringfügige Abweichungen der Y-Verstärkung in der Schalterstellung 5 dB/cm mit diesem Poti korrigiert.

C 1: Videofilter, kann bei schmalerem Zf-Filter eventuell verkleinert werden.

TP 4, (ext): Y-Verstärkung in Stellung „20 dB/cm". Mit diesem Poti die Y-Verstärkung auf 20 dB/cm einstellen.

TP 5, (ext): 10 dB/cm. Sonst wie TP 4. Die beiden letzten Einstellungen werden von der Stellung von R 3 beeinflußt.

R 9: Muting Spannung. Poti so einstellen, daß bei angeschlossenem und aktiviertem Nf-Verstärker (Betriebsartenschalter auf „Hören", Funktionsschalter auf „1" oder „3") mit einem hochohmigen Meßgerät (Oszilloskop) zwischen 1,4 V und 5,1 V zu messen sind.

R 29: Verschiebt den Sägezahn in Y-Richtung.

R 32: Beeinflußt die Amplitude des Sägezahns (damit aber auch zwangsläufig die Frequenz).

R 35: Kompensiert eventuelle Offsetspannungen des ICs.

R 27: Beeinflußt die Frequenz des Sägezahns.

Für den Abgleich der letzten vier Potis siehe Abgleichanweisung ASG-1 in Heft 17.

R 27: Bestimmt die kleinste Ablenkgeschwindigkeit und wird so eingestellt, daß die Filterkurve des ZF-Filters auch bei größtem Wobbelhub unverformt auf dem Bildschirm zu sehen ist. Dabei darf das Bild schon deutlich flimmern.

TP 6, (ext): Mittlere Ablenkgeschwindigkeit.

TP 7, (ext): Schnelle Ablenkgeschwindigkeit.

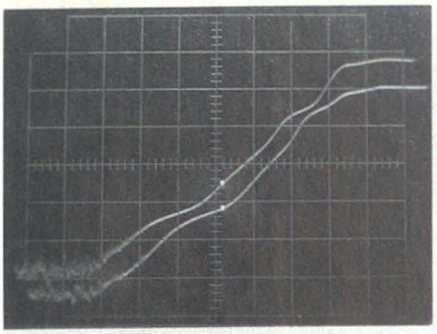
Diese beiden Potis werden so abgeglichen, daß bei schneller Ablenkgeschwindigkeit ein flimmerfreies Bild zu sehen ist. Dabei muß jedoch eine gewisse Verformung der Filterkurve in Kauf genommen werden. TP 6 wird auf eine mittlere Ablenkgeschwindigkeit eingestellt. Da diese Einstellungen auch sehr von der Vorstellung des Bedieners abhängig sind, können keine definierten Werte angegeben werden. Ziel des Abgleichs ist hier, einen möglichst guten Kompromiß zwischen der Verformung der Filterkurve und der Flimmerfreiheit des Bildes zu finden.

R 39: Cursorhelligkeit. Dieses Poti wird so abgeglichen, daß der Cursor auf dem Bildschirm deutlich sichtbar ist. Dabei sollte die Grundhelligkeit des Oszilloskops nicht zu groß sein. Zu beachten ist, daß dieses Poti auch die Ablenkgeschwindigkeit, also die Frequenz des Sägezahns beeinflußt.

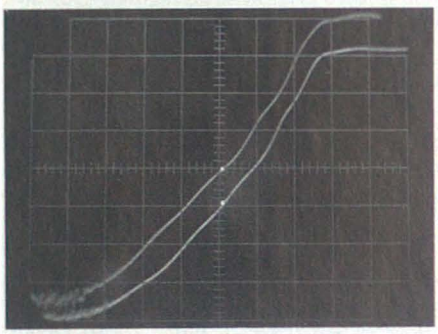
R 43: Frequenz des Alarmtones. Dieses Poti wird auf eine dem Benutzer möglichst angenehme Tonhöhe eingestellt.

R 45: Lautstärke des Alarmtones.

TP 15, (ext): Ausschlag des Anzeigeinstruments. Der Cursor wird in Stellung „Hören" auf einen starken Träger (etwa 10 mV am Antenneneingang) eingestellt. Dabei wird TP 15 so abgeglichen, daß das Instrument gerade Vollausschlag anzeigt. Das Instrument ist auch in µV oder dBm kalibrierbar.



a



b

Bild 50. Die Filterflanke des Quarzfilters: a) vor dem Abgleich. Deutlich sind die Übergangsbereiche der drei Stufen zu erkennen; b) nach dem Abgleich. Der Abstand zwischen den Kurven in Y-Richtung ist überall fast exakt gleich einem Kästchen

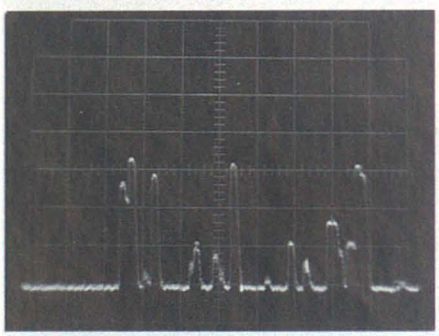


Bild 51. Das ganze 2-m-Band (144–146 MHz). Y-Verstärkung: 10 dB/cm. Ganz rechts ist sogar das Spektrum des Satelliten OSCAR 8 zu sehen

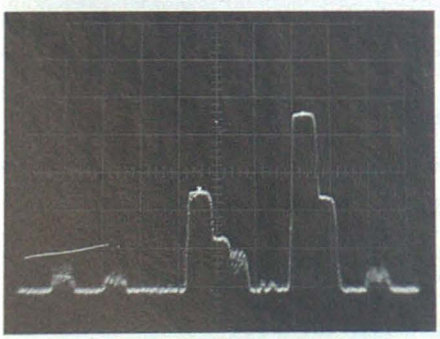


Bild 52. Das stärker gespreizte Relaisband. Der höchste Träger ist die Ausgabefrequenz von DB0ZU (Zugspitze) auf 145,725 MHz, rechts daneben DB0ZM (München-Stadt) auf 145,75 MHz. Die Y-Empfindlichkeit beträgt 10 dB/cm, in X-Richtung entspricht ein Kästchen etwa 50 kHz. Die Antenne wurde gegenüber Bild 51 in Richtung DB0ZU gedreht

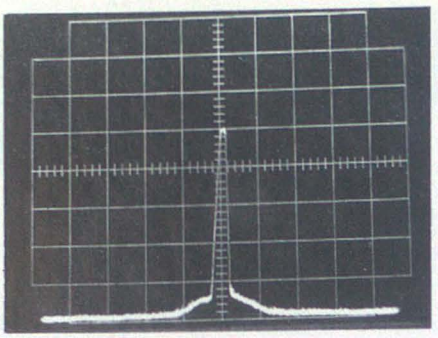


Bild 53. Ein rauscharmer Träger von etwa 20 mV am Eingang zeigt die Weitabselektion und das Eigenrauschen des Panorama-Empfängers. Die Y-Empfindlichkeit beträgt bei diesem Bild 20 dB/cm; in X-Richtung entspricht ein Zentimeter etwa 200 kHz

Wie die Schirmbildaufnahmen zeigen, ist durch den Panorama-Empfänger die Information über das Geschehen auf dem 2-m-Band optimal. Durch den großen Dynamikbereich können selbst starke Signale den Empfänger nicht zustopfen. Um nun diese guten Eigenschaften auch für Meßzwecke nutzbar zu machen, wurde ein Trackingzusatz entworfen, der aber erst in einem späteren Heft vorgestellt werden kann. Dieser ermöglicht das Darstellen von Frequenzgängen der zu untersuchenden Baugruppen.

In einem der nächsten Hefte erscheint eine Zusatzplatine für den Panorama-Empfänger, die es ermöglicht, die Empfangsfrequenz eines Funkgerätes (zum Beispiel der Heimstation) auf dem Bildschirm als zweiten Leuchtpunkt sichtbar zu machen.

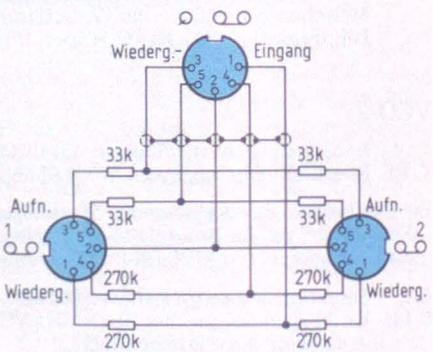
Stichworte zum Inhalt

Spektrumanalysator, logarithmischer Zf-Verstärker, PLL-Demodulator, Frequenzmarkengeber, Eichleitung, Spiegelfrequenzdämpfung, Panoramaadapter.

Zubehör für Tonband- und Kassetten-Geräte

Die Schaltung im Bild ermöglicht den Bau eines Adapters, um zwei Tonband- oder Kassetten-Geräte an einem Steuergerät mit nur einer Tb-Buchse anzuschließen. Der Adapter gestattet Mithörkontrolle über das Steuergerät bei wechselseitigem Überspielen der angeschlossenen Geräte.

Die Schaltung läßt sich leicht in einem kleinen Kunststoffkästchen unterbringen, wenn man für den Anschluß Tb 1 und Tb 2 Norm-Einbaubuchsen und für den Adapteranschluß ein freies Kabel verwendet. *Bruno Peterburs*



Dieser Adapter ermöglicht wechselseitiges Überspielen mit zwei Tonbandgeräten bei gleichzeitiger Mithörmöglichkeit über ein Steuergerät

Na bitte...

Telefonklingel-Fernschalter

FUNKSCHAU 1980, Heft 12, Seite 101

Einer unserer Leser war von der Anmerkung am Schluß der Bauanleitung schockiert, nach der dieses Gerät nur an Nebenstellenanlagen betrieben werden darf, weil es „elektrisch oder akustisch" an den Fernsprechapparat angekoppelt wird.

Der Leser stellte nun die Frage, ob Hörgerätebenutzer – die ihr Gerät ja auch zwangsläufig akustisch an den Fernsprechapparat ankoppeln müssen, wenn sie telefonieren wollen – überhaupt die Fernsprecheinrichtungen der Deutschen Bundespost in Anspruch nehmen dürfen.

Hier die Antwort des FTZ im Wortlaut:

Bauartgeprüfte Hörgeräte für Hörbehinderte, die den Bedingungen für die Bauartprüfung von Hörhilfen durch die physikalisch-technische Bundesanstalt entsprechen, unterliegen keiner Zulassungspflicht!

Na bitte...

Ing. (grad.) Klaus-Dieter Redecker

Elektronische Türglocke

Das Herz der elektronischen Türglocke ist der integrierte Schaltkreis TMS 1000 NLL 3228. Dieser Schaltkreis ist ein Ein-Chip-Mikrocomputer aus der TMS-1000-Mikrocomputer-Familie von Texas Instruments. Die in diesem Artikel beschriebene Grundversion der elektronischen Türglocke ist seit der Vorstellung in der Fernsehreihe „Hobbythek" als Bausatz auf dem Markt.

Der Programmspeicher des TMS 1000 ist maskenprogrammierbar und wird somit schon während der Fertigung des Chips programmiert. Der TMS 1000 NLL 3228 verhält sich daher dem Anwender gegenüber wie ein „normaler" Schaltkreis, das bedeutet, der Anwender benötigt keine Programmierkenntnisse zum Aufbau der elektronischen Türglocke.

Funktions- und Schaltungsbeschreibung

Der TMS 1000 NLL 3228 wurde so programmiert, daß er mit einer geeigneten Beschaltung 14 verschiedene Melodien (*Tabelle*) abspielen kann. Die externe Beschaltung des Mikrocomputers kann in fünf verschiedene Funktionsgruppen aufgeteilt werden:

- Oszillator,
- Melodienwahl,
- Erzeugung des Melodientaktes,
- Klangbildung und
- Abschaltautomatik.

Der Oszillator

Der interne Oszillator des TMS 1000 steuert mit Hilfe eines externen RC-Gliedes (*Bild 1*, R14 und C6) die Zeitabläufe der CPU. In der vorgeschlagenen Dimensionierung beträgt die Oszillatorfrequenz etwa 350 kHz. Eine Änderung der Oszillatorfrequenz (Bereich 100 bis 400 kHz) hat bei der elektronischen Türglocke nur eine Auswirkung auf die Tonhöhe.

Die Liederwahl

Jede der 14 programmierten Melodien des ICs besitzt im Programmspei-

Tabelle 1: Die Melodien und ihre Anwahl

Melodie	Schalter zwischen:
Die Tiroler sind lustig	K1/R0
Lili Marleen	K1/R1
Lied der Bayern	K1/R2
Trink, trink, Brüderlein trink	K1/R3
Die blauen Dragoner, sie reiten	K1/R4
Deutsche Nationalhymne	K1/R5
Fuchs, du hast die Gans gestohlen	K1/R6
Im Frühtau zu Berge	K1/R7
Wer soll das bezahlen	K2/R0
Guten Abend, gute Nacht	K2/R1
Am Brunnen vor dem Tore	K2/R2
Ich weiß nicht, was soll es bedeuten	K2/R3
Einmal am Rhein	K2/R4
Gong	K2/R5

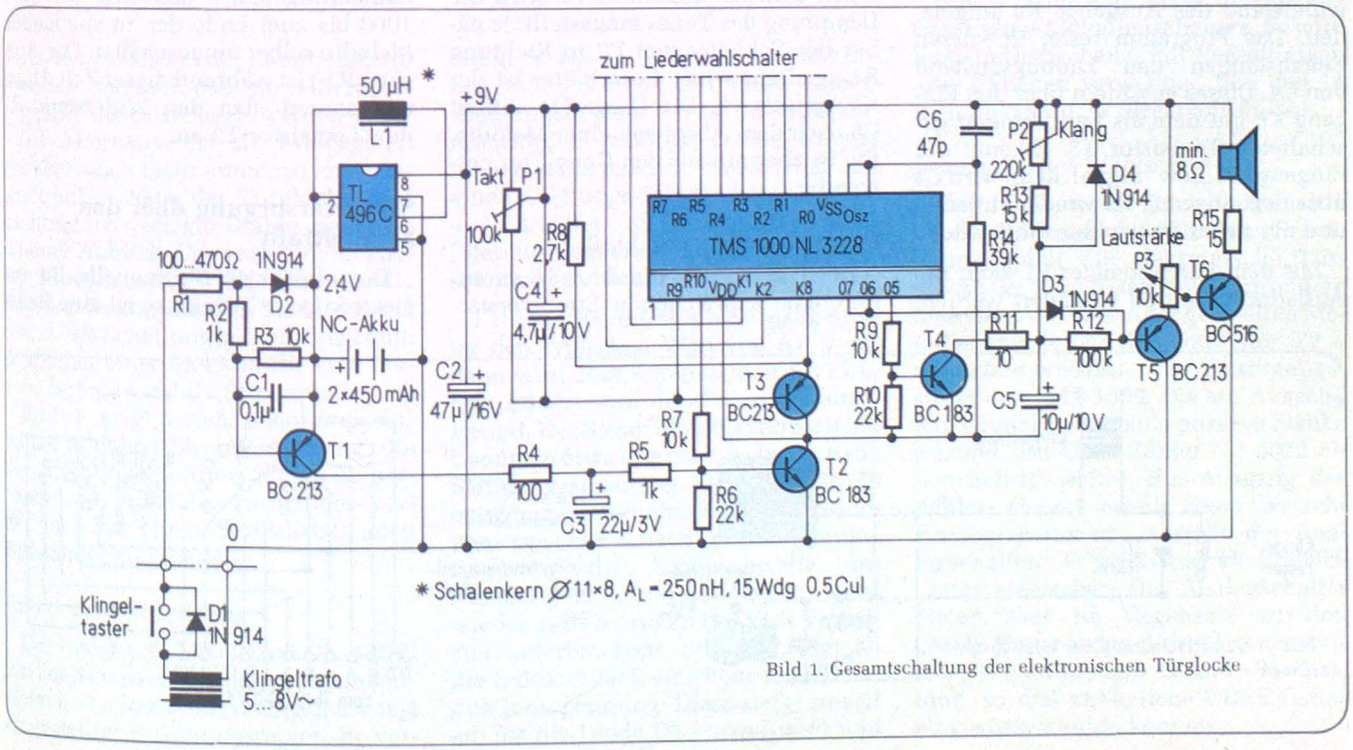


Bild 1. Gesamtschaltung der elektronischen Türglocke

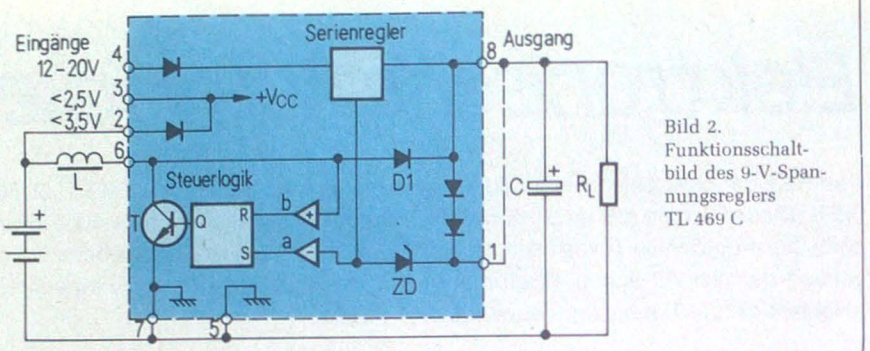


Bild 2. Funktionsschaltbild des 9-V-Spannungsreglers TL 469 C

cher einen eigenen Bereich. Zum Start einer bestimmten Melodie muß der Programmschrittzähler (ein Register der CPU) des TMS 1000 auf die jeweilige Startadresse der gewünschten Melodie gesetzt werden. Hierfür durchläuft das Programm nach der Initialisierung (Anlegen der Versorgungsspannung an den TMS 1000) zunächst eine Routine, in der eine Schaltermatrix zwischen den R-Ausgängen und den K-Eingängen abgefragt wird. Aus der so gewonnenen Information wird die Startadresse der zu spielenden Melodie ermittelt.

Die Erzeugung des Melodientaktes

Ein externes RC-Glied ermöglicht die individuelle Einstellung der Taktgeschwindigkeit einer Melodie. Der hierbei zeitbestimmende Kondensator C4 in Bild 1 wird über den internen Arbeitswiderstand des Ausgangs R9 aufgeladen. Das Programm testet in kurzen Zeitabständen den Ladungszustand von C4. Dieses geschieht über den Eingang K8 mit dem als Emitterfolger geschalteten Transistor T3. Erkennt der Eingang ein ‚Low'-Signal, dann wird C4 über den Ausgang R9 wieder entladen und ein neuer Taktzyklus eingeleitet.

Mit dem Potentiometer P1 kann die Aufladezeit von C4 verändert werden. Zur ersten Inbetriebnahme der Schaltung ist der Schleifer von P1 zunächst ganz nach +9V zu stellen.

Die Bildung des Klanges

Der Klang der elektronischen Türglocke wird aus einem oberwellenreichen Grundton und nach der e-Funktion ansteigenden Spannung zusammengesetzt. Der rechteckförmige Grundton steht an den Ausgängen 06 und 07 an und wird an der Basis des Transistors T5 mit der an C5 anstehenden Sägezahnspannung moduliert. Der Kondensator C5 wird zu Anfang eines Taktes von dem Transistor T4 entladen. An der Basis von T5 steht zunächst eine Amplitude von etwa 8V an. Mit zunehmender Spannung an C5 nimmt die Amplitude immer mehr ab. Im Lautsprecher ist so ein abklingender Ton hörbar.

Mit dem Potentiometer P2 wird die Dämpfung des Tones eingestellt. Je näher der Schleifer von P2 in Richtung R13 gedreht wird, desto härter ist der Klangeindruck. Die Diode D4 entlädt C5 nach dem Abspielen einer Melodie. Sie ist aber nur für den Gong-Ton notwendig.

Der Lautsprecheranschluß

Der Darlington-Transistor T6 garantiert eine ausreichende Stromverstärkung zur Ansteuerung eines Lautsprechers. Der Widerstand R15 ist erforderlich zur Begrenzung des maximalen Stromes über T6. Er kann bei Einsatz eines hochohmigen Lautsprechers (32 Ω) ganz entfallen.

Soll die elektronische Türglocke von einer Batterie gespeist werden, dann ist die Verwendung eines hochohmigen Lautsprechers vorteilhafter. Der mit dem Alter einer herkömmlichen Batterie stark zunehmende Batterieinnenwiderstand verursacht bei größeren Lautstärken, und ganz besonders in Verbindung mit einem niederohmigen Lautsprecher, einen jaulenden Klang. Empfehlenswert ist die Serienschaltung zweier 4,5-V-Batterien oder der Einsatz einer 9-V-Alkali-Mangan-Batterie.

Die Abschaltautomatik

Der TMS 1000 NLL 3228 ist eine Low-Power-Version aus der TMS-1000-Familie. Obwohl seine typische Leistungsaufnahme nur etwa 30 mW beträgt, wäre dieses aber für einen ständigen Batteriebetrieb sehr unwirtschaftlich. Die elektronische Türglocke besitzt deshalb eine Abschaltautomatik. Diese unterbricht den Versorgungsstrom des TMS 1000 am Ende einer Melodie.

Der Start einer Melodie erfolgt, indem der TMS 1000 für einige ms an die Versorgungsspannung geschaltet wird. Hierzu wird der Transistor T2 überbrückt, oder wie in Bild 1 gezeigt, von einem Basisstrom über Widerstand R5 angesteuert. Nach dem Ablauf der Initialisierungsphase hält sich der TMS 1000 bis zum Ende der zu spielenden Melodie selber eingeschaltet. Der Ausgang R10 ist während dieser Zeit ‚High' und steuert über den Widerstand R7 den Transistor T2 an.

Stromversorgung über den Klingeltrafo

Die einfachste Stromquelle für die elektronische Türglocke ist eine Batte-

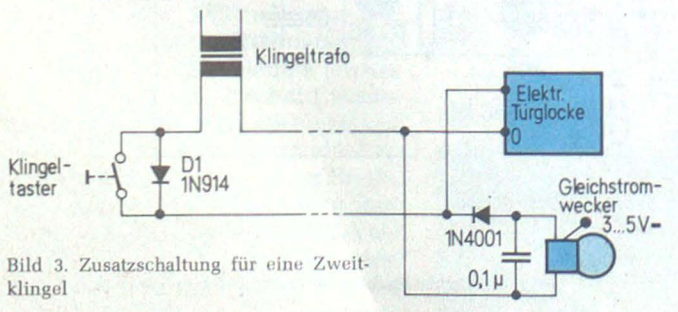


Bild 3. Zusatzschaltung für eine Zweitklingel

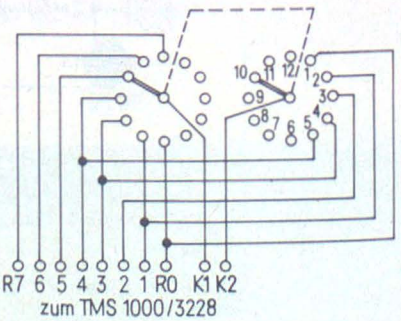


Bild 4. Einfache Melodienwahl durch einen Stufenschalter mit zwei Ebenen

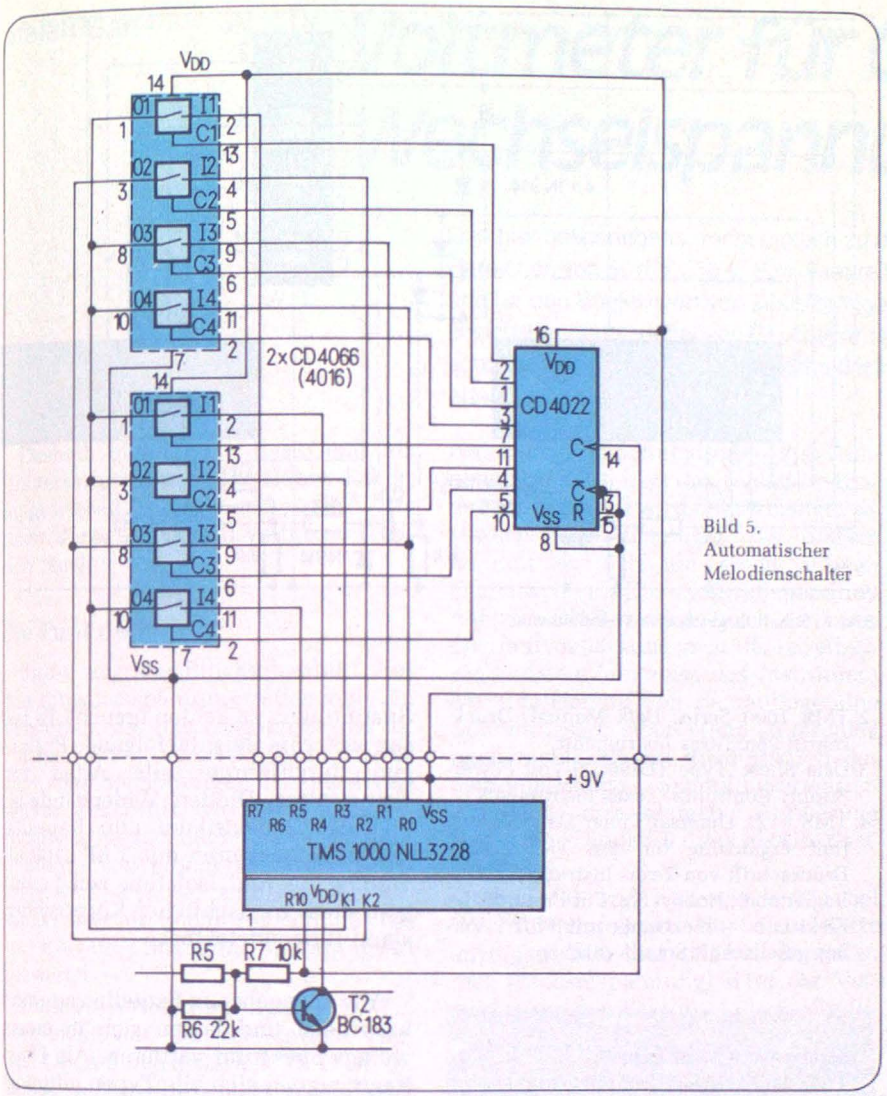


Bild 5. Automatischer Melodienschalter

rie. In der Praxis hat der Batteriebetrieb aber den Nachteil, daß die Batterie regelmäßig ausgewechselt werden muß.

Als Alternative ist ein 9-V-Netzteil denkbar, doch nicht immer ist ein Netzanschluß in Nähe der Türglocke, und nachträglich verlegte Drähte sind kein schöner Anblick. Der vorhandene 2polige Klingelanschluß liefert nur für die Zeit der Betätigung des Tasters einen Strom. Die Schaltung benötigt aber zum Abspielen einer Melodie für eine längere Zeit eine stabile Stromquelle.

Bild 1 zeigt einen Schaltungsvorschlag mit einer Stromversorgung, die die zuvor aufgeführten Nachteile vermeidet. Sie bietet den zusätzliche Vorteil auch bei einem Netzausfall noch vollständig zu arbeiten.

Funktionsbeschreibung

Der integrierte Schaltkreis TL 496 C löst das Stromversorgungsproblem sehr einfach. Der Baustein ist ein auf 9 V fest eingestellter Spannungsregler. Er vereinigt in einem Gehäuse die Funktionen eines Serien- und eines Schaltspannungsreglers. Als Schaltspannungsregler benötigt er als externe Bauelemente nur eine Induktivität und einen Glättungs-Kondensator. Der TL 496 arbeitet als Auswärtswandler (Step-up-Converter) mit Eingangsspannungen ab 1,1 V.

Fällt die Spannung am Ausgang 8 unter den typischen Wert von 8,6 V ab, dann wird über Komparator a ein Flipflop gesetzt und der Transistor angesteuert. Der Strom über die Induktivität L steigt in etwa linear an, wobei sich die Sättigungsspannung des Transistors entsprechend erhöht. Bei einem Strom von etwa 1 A erreicht die Sättigungsspannung die Schaltschwelle des Komparators b, und das Flipflop wird wieder zurückgesetzt. Der vom Transistor unterbrochene Strom erzeugt an der Induktivität L eine hohe negtive Induktionsspannung. Diese steigt soweit an, bis die Diode D1 leitend wird und der Strom den Glättungskondensator C lädt. Der Kondensator wird anschließend von der Last soweit entladen, bis die Schaltschwelle des Komparators a erreicht wird, und der beschriebene Vorgang sich wiederholt.

Aufgrund des Spitzenstromes von etwa 1 A ist die Verwendung von Nikkel-Cadmium-Akkus zu empfehlen. Die Akkus werden über D1, D2 und R1 (siehe Bild 1) vom Klingeltrafo geladen. Bei einem 8-V-Trafo ist für R1 ein Wert von 470 Ω einzusetzen. Wird die Türglocke sehr oft betätigt, dann ist für R1 ein niedrigerer Wert zu wählen.

Während der Betätigung des Klingeltasters gelangt auch die negative Halbwelle der Wechselspannung an den Eingang der Schaltung gemäß Bild 1. Der Transistor T1 erhält einen Basisstrom und schaltet über T2 den TMS 1000 an die Versorgungsspannung.

Zuverlässigkeit der Schaltung

Die Schaltung gemäß Bild 1 wurde mit der Erweiterung nach *Bild 3* einige Monate lang getestet. Als einzige Funktionsstörung war eine Fehlauslösung infolge eines Gewitters zu beobachten. Der Kondensator C1 unterdrückt weitgehend alle in die Klingelleitungen induzierten Störspannungen.

Zusammenfassend kann gesagt werden, daß die hier vorgestellte Version der elektrischen Türglocke auch als Ersatz für eine herkömmliche Klingel problemlos einsetzbar ist.

Melodien-Wahlschalter

Bild 4 zeigt eine preisgünstige Variante eines Melodienschalters. Es wird hier ein Drehschalter mit 12 Stellungen und 2 Ebenen verwendet. Von den 14 Meldoien sind 12 direkt anwählbar.

Automatischer Wahlschalter

Ein komfortabler Melodienschalter wird in *Bild 5* gezeigt. Mit dieser Erweiterung spielt die elektronische Türglocke bei jeder Betätigung eine andere Melodie. Am Ende einer gespielten Melodie unterbricht der Transistor T2 – wie schon erwähnt – den Versorgungsstrom des TMS 1000. Die am Ausgang R10 einmal anstehende positive Flanke schaltet den Octal-Zähler CD 4022 einen Schritt weiter. Ein Ausgang des Zählers steuert jeweils einen der acht Analogschalter an. Anstelle der Analogschalter CD 4066 sind auch UND-Gatter einsetzbar. Die Analogschalter bieten aber im Gegensatz zu den CMOS-Gattern den Vorteil einer Wired-OR (verdrahtetes ODER) -Beschaltung, so daß zusätzliche ODER-Gatter eingespart werden können.

Mit der in Bild 5 vorgeschlagenen Verdrahtung spielt die elektronische Türglocke acht Melodien in der angegebenen Reihenfolge:

1. Im Frühtau zu Berge
2. Am Brunnen vor dem Tore
3. Lili Marleen
4. Die Tiroler sind lustig
5. Die blauen Dragoner
6. Trink, trink Brüderlein trink
7. Wer soll das bezahlen
8. Deutsche Nationalhymne

Die Verdrahtung kann selbstverständlich auch anders erfolgen, so daß zum Beispiel auch einige der sechs anderen Melodien gespielt werden.

Melodien-Weckuhr

In *Bild* 6 wird ein Schaltungsvorschlag für eine vier Melodien spielende Weckuhr gezeigt. Die Uhr basiert auf dem Schaltkreis TMS 1122, der wie der TMS 1000/3228 ein festprogrammierter Mikrocomputer ist. Er wurde als Schaltuhr mit 24-Stunden- und Wochentag-Anzeige programmiert. Seine vier Schaltausgänge können über 20 vom Benutzer frei programmierbare Zeiten ein- oder aus-geschaltet werden.

Bild 6 zeigt nur das Interface des TMS 1000/3228 mit dem TMS 1122 (s. a. Heft 11, S. 109). In dem Schaltungsvorschlag gemäß Bild 6 ist jedem Schaltausgang des TMS 1122 eine Melodie zugeordnet. Die Zuordnung der verfügbaren 14 Melodien kann anhand der Verdrahtung beliebig gewählt werden.

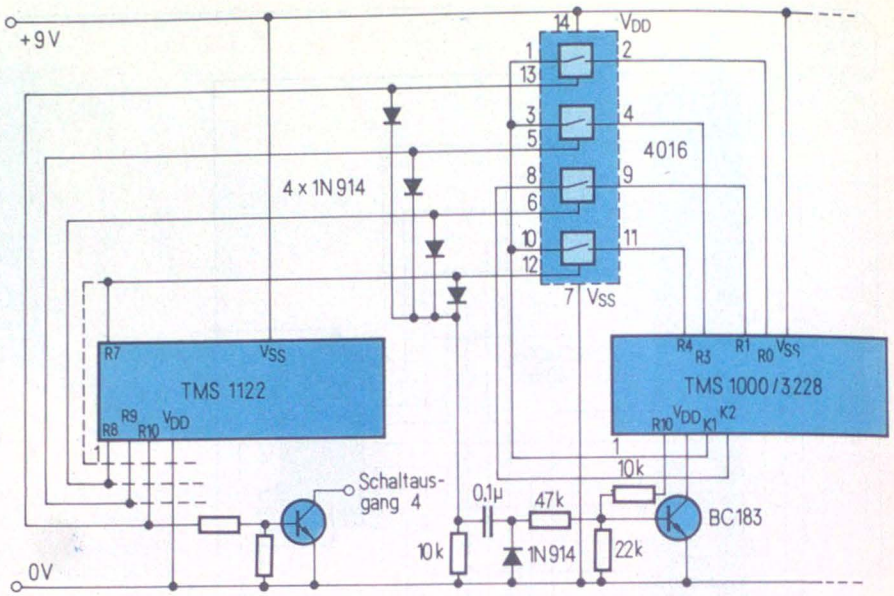


Bild 6. Schaltuhrgesteuerte Melodienwahl

Literatur

[1] Pflichtenheft für den TMS 1000 NLL 3228 ‚Doorbell' – Baustein, Texas Instruments.
[2] TMS 1000 Series Data Manual, Druckschrift von Texas Instruments.
[3] Data Sheet ‚Type TL496C 9-Volt Power-Supply Controller, Texas Instruments.
[4] TMS 1121 Uniersal Timer Data Manual (mit Ergänzung für den TMS 1122), Druckschrift von Texas Instruments.
[5] Begleitheft „Hobby-Tip: Für Freunde der Elektronik – Elektronik mit Pfiff', Verlagsgesellschaft Schulfernsehen.

Stichworte zum Inhalt
TMS 1000 NLL 3228, Türgong, Melodienwahl, Stromversorgung mit TL 496 C

Hochohmiger Prüfsummer

Aus nur wenigen Bauteilen, die meist schon in der Bastelkiste vorhanden sind, läßt sich eine sehr nützliche Schaltung (*Bild*) aufbauen, die man immer wieder bei der Fehlersuche in der Elektronik und Nachrichtentechnik anwenden kann.

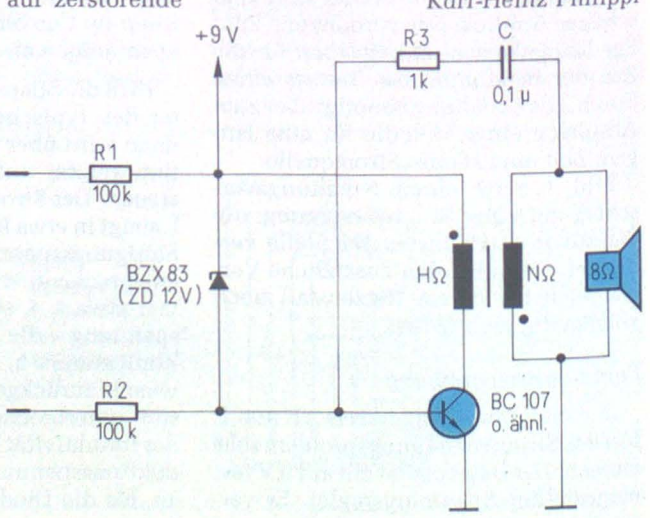
Ein an den Prüfspitzen angelegtes Meßobjekt läßt einen Basisstrom von maximal 100 µA fließen; beschädigt also keine Bauteile, genügt aber, um den Transistor schwingen zu lassen. Je nach Widerstand des Prüfobjektes wird am Lautsprecher ein Ton unterschiedlicher Höhe erzeugt. Bei Prüfungen an Spannung wird der Transistor bis über 220 V (AC) durch die Z-Diode geschützt.

Der Vorteil der Schaltung liegt in der hochohmigen Prüfmöglichkeit, wobei nur ein äußerst geringer Meßstrom fließt und man nicht auf zerstörende Spannungen zu achten braucht. Es lassen sich zum Beispiel folgende Prüfungen durchführen: alle Arten von Transistoren, Dioden, Widerstände bis 10 MΩ, Dielektrikum und Kapazität von Kondensatoren mit 5 nF...100 µF, Durchgang und Isolation von Leitungen, auch menschlicher Körperwiderstand (Lügendetektor).

Alle angegebenen Bauteilewerte sind unkritisch und lassen sich in einem weiten Spektrum variieren. Als Übertrager eignen sich alle Typen mit möglichst hoher Widerstands-Transformation.

Die Schaltung kann auch als spannungsstabiler Tongenerator verwendet werden. Hierbei kann die Z-Diode entfallen. Mit R 1 als 10-MΩ-Trimmer wird dann die Frequenz eingestellt.

Karl-Heinz Philippi



Mit diesem Prüfsummer wird die Fehlersuche in elektronischen Schaltungen leicht gemacht

Stefan Sans

Voltmeter für Gleich- und Wechselspannungen

Das hier beschriebene, recht einfach zu bauende Voltmeter mißt Spannungen in vier Bereichen von 50 mV...50 V. Eine lineare Skala dient zur Anzeige für Gleichspannung und für den Effektivwert von sinusförmigen Wechselspannungen. Zwischen positiver Gleichspannung, negativer Gleichspannung und Wechselspannung ist keine Umschaltung nötig, das Gerät unterscheidet in jedem der vier Bereiche diese Spannungsarten selbständig.

Deshalb eignet sich das Gerät als Universalinstrument im Hobby-Labor; hingewiesen sei auf den 50-mV-Bereich, der es als Nf-Millivoltmeter tauglich macht.

Die Funktion

Bild 1 zeigt das Blockschaltbild. Auf den Eingangsspannungsteiler folgt ein Verstärker, der das Eingangssignal ca. um den Faktor 3 verstärkt. Dann wird es dem sehr hochohmigen Anzeigenverstärker zugeführt, wo die Eingangsspannung (gegebenenfalls nach Gleichrichtung) von einem Meßwerk angezeigt wird. Parallel zum Anzeigeverstärker liegt ein Schaltungsteil, das die am Eingang liegende Spannungsart auswertet.

Die komplette Schaltung zeigt *Bild 2*. Man sieht, daß der verwendete Vierfach-Operationsverstärker TL O 84 (IC 1a...d) die Schaltung stark vereinfacht. Der TL O 84 besitzt J-Feldeffekttransistoren in den Eingängen, so daß die einzelnen Stufen des Gerätes hohe Eingangswiderstände haben und sich gegenseitig nicht beeinflussen.

Auf die Eingangsbuchse folgt der übliche frequenzkompensierte Spannungsteiler. Der mit S1 abschaltbare Koppelkondensator am Eingang ist nützlich, um bei Wechselspannungen die Gleichspannungsanteile abzublokken. Das Potentiometer P2 dient zur Nullpunkteinstellung und sollte von außen zugänglich sein.

Die letzte Schaltstellung von S2 (GND) schließt bei Nullpunkteinstellung den Eingang kurz. Die Basis-Kollektor-Strecken von T1 und T2 bilden reststromarme Schutzdioden. Am Ausgang von IC 1a liegt das verstärkte Eingangssignal und wird dem Anzeigeverstärker IC 1b zugeführt. Bei diesem handelt es sich um einen aktiven Gleichrichter. Die Schwellspannung der vier Dioden wird durch die hohe Leerlaufverstärkung von IC 1b eliminiert. Außerdem zeigt das Instrument M1 unabhängig von der anliegenden Spannungsart stets einen Ausschlag nach rechts, womit die Funktion des „automatischen Spannungsartenumschalters" ihre einfache Aufklärung findet. Die Diode D5 dient als Überlastschutz.

Ohne C6 und R12 würde M1 bei Wechselspannungen nur Mittelwerte anzeigen. Mit diesen zwei Bauteilen (bei Wechselspannung) wird der Verstärker um den Faktor 1,111 empfindlicher, so daß für sinusförmige Spannungen Effektivwerte angezeigt werden.

Da M1 unabhängig von der Polarität der Eingangsspannung nach rechts ausschlägt, muß ein Kriterium geschaffen werden, diese zu unterscheiden.

Um den Stromverbrauch gering zu halten, geschieht dies mit einem zweiten Meßwerk M2, das den Nullpunkt in der Mitte hat. Bei Gleichspannungen schlägt es in die entsprechende Richtung aus, bei Wechselspannungen bleibt es aufgrund seiner Trägheit in Ruhelage. Da der zugehörige Verstärker IC 1c parallel zu IC 1b liegt, muß eine zusätzliche Offsetkompensation mit dem Trimmer P3 erfolgen. Die Dioden D6 und D7 sorgen für eine nicht lineare Skala von M2, so daß auch bei kleinen Ausschlägen von M1 eine eindeutige

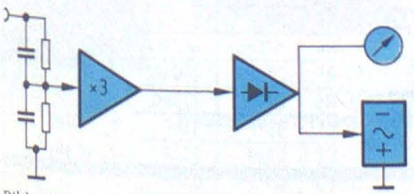


Bild 1. Blockschaltbild für das universelle Gleich- und Wechselspannungs-Meßgerät

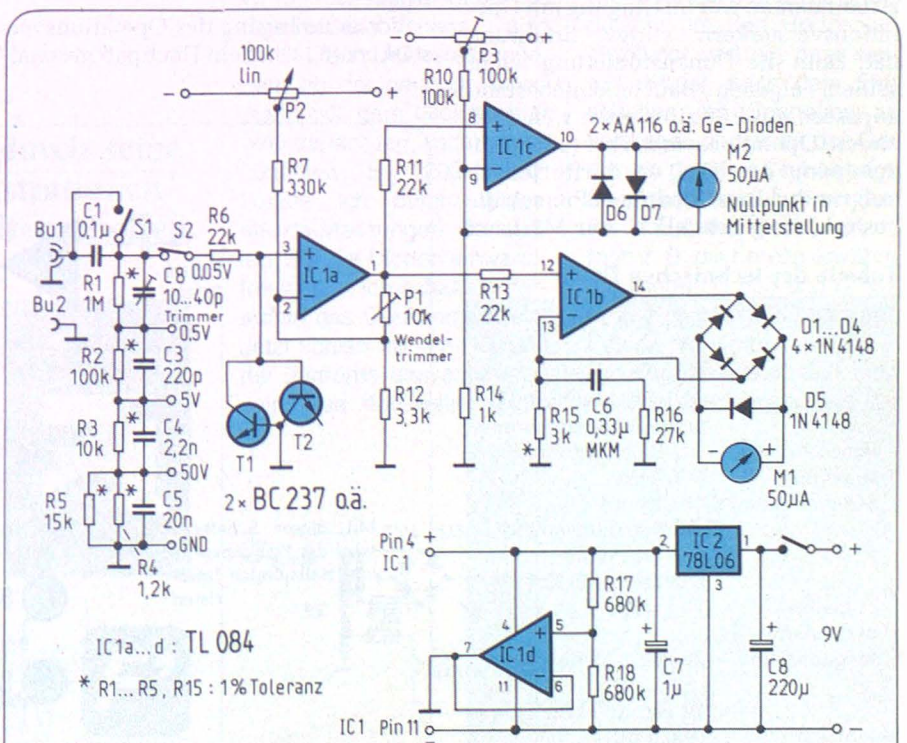


Bild 2. Die Gesamtschaltung läßt sich bei Verwendung eines 4fach-Operationsverstärkers leicht auf einer Lochrasterplatine aufbauen

Aussage über die anliegende Spannungsart gemacht werden kann.

IC 1d sorgt für ein Mittenspannungs-Potential bei einer einfachen Betriebsspannung. Der Spannungsregler IC 2 stabilisiert die Betriebsspannung, wenn diese aus einer Trockenbatterie stammt.

Aufbau und Abgleich

Für das Gerät wurde keine gedruckte Schaltung entworfen. Es kann leicht auf einer Lochrasterplatte verdrahtet werden. Das Mustergerät wurde in ein Teko-Gehäuse aus Metall eingebaut. Der Aufbau ist verhältnismäßig unkritisch, die Leitungen zum Eingangsverstärker sollten jedoch kurz und abgeschirmt sein. Die Leitungen zu den Meßwerken, besonders zu M1, müssen möglichst weit von den Eingangsleitungen entfernt verlegt werden. Sollte die Skalenaufschrift von M1 („50 µA") stören, so kann man bei den meisten Meßwerken „µA" mit Alkohol bzw. Brennspiritus entfernen und mit Hilfe von Abreibebuchstaben durch „V" oder „V AC/DC" ersetzen.

Als Eingangsbuchse erscheint eine UHF-Buchse (SO 239) vorteilhaft, da hier bei unkritischen Messungen auch 4-mm-Stecker verwendet werden können, evtl. kann auch eine BNC-Einbaubuchse den Zweck erfüllen.

Viele in der Schaltung angegebene Bauelementewerte sind als Vorschläge zu betrachten; wer im Umgang mit Operationsverstärkern einige Erfahrung hat, kann die Dimensionierung leicht seinem eigenen Bauelementebestand anpassen. Im Prinzip eignen sich auch andere Operationsverstärker (auch Einzeltypen), der TL O 84 dürfte jedoch aufgrund seines niedrigen Preises die beste Lösung darstellen. Für M2 kann eine preiswerte Ausführung gewählt werden (z. B. Abstimminstrument für Radios usw.) Zur Stromversorgung genügt eine 9-V-Batterie; bei Betrieb mit 6-V-Akku kann der Spannungsregler entfallen.

Der Abgleich erfolgt nach einer gewissen Einlaufzeit (ca. 2...3 min). Das Gerät muß mit P2 und P3 so eingestellt werden, daß beide Meßwerke Null anzeigen.

Danach legt man an den Eingang eine Gleichspannung bekannter Größe, schaltet den entsprechenden Bereich ein und stellt mit P1 die Anzeige von M1 auf diesen Wert. Sollte M1 nach dem Abklemmen der Meßspannung (was durch Schalten von S2 in die unterste Stellung geschehen kann) nicht mehr genau Null anzeigen, so ist die Einstellung so lange zu wiederholen, bis dies der Fall ist.

Zum Wechselspannungsabgleich muß der Trimmer C2 so eingestellt werden, daß das Gerät in einem beliebigen Bereich bei 1 kHz denselben Ausschlag zeigt wie bei 20 kHz.

Die *Tabelle* gibt einen Überblick über die wichtigsten technischen Daten.

Tabelle der technischen Daten

Bereiche:	0,05 V, 0,5 V, 5 V, 50 V, positive, negative Gleichspannung und Wechselspannung
Betriebsspannung:	9-V-Blockbatterie, 6-V-Akku
Stromaufnahme:	12...15 mA mit Spannungsregler, 6...9 mA ohne Spannungsregler
Eingangswiderstand:	$1^1/_9$ MΩ
Frequenzgang:	20 Hz...50 kHz (± 0,1 dB) 10 Hz...100 kHz (± 0,5 dB) 10 Hz...250 kHz (± 3 dB)

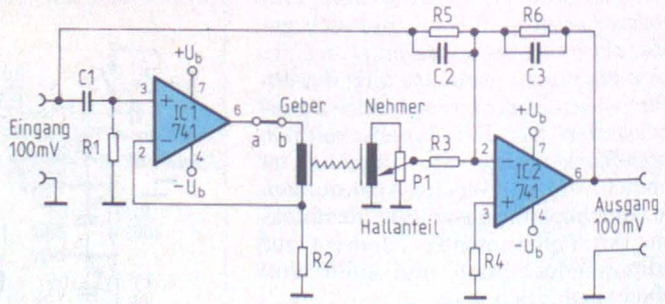
Verbesserter Frequenzgang bei Nachhallspiralen

Bei üblichen Geberverstärkern von Hallspiralen wird die Geberspule proportional zur Eingangsspannung angesteuert. Da die Impedanz der Spule mit steigender Frequenz zunimmt, wird der Strom kleiner. Die Erregung der Hallfedern hängt aber vom Strom durch die Geberspule ab. Die Hallspirale wird also bei hohen Frequenzen weniger stark erregt.

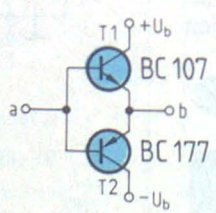
Bei der vorliegenden Schaltung (*Bild*) ist der Strom der Geberspule proportional zur Eingangsspannung. Die Feder wird also im gesamten Frequenzbereich gleich stark angesteuert. Das führt zu einer höheren oberen Grenzfrequenz.

Vor den Eingang des Operationsverstärkers (IC 1) ist ein Hochpaß geschaltet, der die untere Grenzfrequenz (50...100 Hz) bestimmt. Mit IC 2 wird das Original- zum Hallsignal addiert. Zur Rauschunterdrückung ist dem Gegenkopplungswiderstand der Kondensator C3 parallelgeschaltet. Die Grenzfrequenz sollte bei etwa 5 kHz...6 kHz liegen. Da R5 = R6 und C2 = C3 ist, beträgt der Verstärkungsfaktor 1 für das Originalsignal.

Für Hallspiralen mit geringen Impedanzen (16 Ω) müssen zwischen a und b die beiden Transistoren T1 und T2 geschaltet werden. Mit den Widerständen R2 und R3 muß je nach Hallspirale etwas „gespielt" werden. Beim Aufbau ist auf kurze Leitungen zu achten, um Brummen zu vermeiden. *Uwe Scholz*



Mit dieser Schaltung wird der Frequenzgang von Hallspiralen linearisiert



	Geber ≈ 2 kΩ	Geber ≈ 16 Ω
U_b	±4...±18V	±4...±18V
R1	100 kΩ	100 kΩ
R2	100 Ω	2,2 Ω
R3	27 kΩ	27 kΩ
R4	≈10 kΩ	≈10 kΩ
R5	270 kΩ	270 kΩ
R6	270 kΩ	270 kΩ
C1	33 nF	33 nF
C2	0,1 nF	0,1 nF
C3	0,1 nF	0,1 nF
P1	10k+log	10k+log

f_u = 50 Hz
f_o = 6 kHz

Michael Ney

Ein automatisches Ladegerät

In den letzten Jahren sind die Preise von NiCd-Akkumulatoren stark gesunken. Sie sind vielfach in den Abmessungen mit normalen Trockenbatterien identisch und kosten nur etwa 3 bis 5mal so viel. Da sie sich bis zu 1000mal aufladen lassen, amortisiert sich der höhere Anschaffungspreis sehr schnell. Darum werden in vielen Geräten die eingebauten Trockenbatterien durch NiCd-Akkumulatoren ersetzt. Das hier vorgestellte Ladegerät sorgt immer für optimale Ladebedingungen.

Durch die weite Verbreitung von Geräten, die sich auf NiCd-Akkus umrüsten lassen, besteht ein Bedarf an wirklich „narrensicheren" Ladegeräten, zumal die erhältlichen Billig-Akkus keineswegs überladefest sind und nur bei sorgsamer Behandlung mit einer entsprechend langen Lebensdauer aufwarten. Die käuflichen Ladegeräte bestehen meist nur aus einem Transformator, einer Diode und einem Widerstand zur Strombegrenzung. Sie weisen daher eine Reihe von Nachteilen auf:

- In der Anfangsphase zu hoher Ladestrom, wodurch es zum Auslaufen des Akkus kommen kann.
- Bei fast geladenem Akku zu geringer Ladestrom; dadurch wird die zum Erhalten der vollen Kapazität erforderliche Ladeschlußspannung nie erreicht.
- Keine Möglichkeit zur Kontrolle des Ladezustandes, bei teilentladenen Akkus wird daher oft zu lange geladen.

Fazit: Die Kapazität der Akkumulatoren wird nicht voll ausgeschöpft, und sie erreichen nur eine Lebensdauer von etwa 2 bis 3 Jahren.

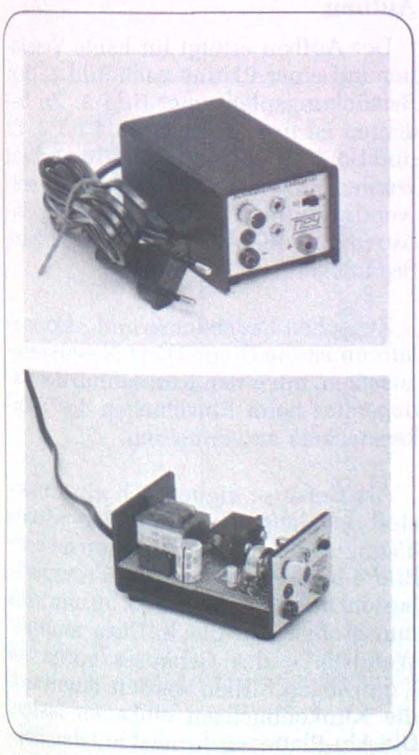
Das hier vorgestellte System vermeidet diese Nachteile. Seine Eigenschaften sind:

- Ladung mit Konstantstrom ($^1/_{10}$ der Kapazität) bis zur Ladeschlußspannung von 1,47 V pro Zelle
- Danach selbsttätige Reduzierung des Stromes bis auf ca. 3 mA (Erhaltungsladung), dadurch auch Nachladung teilentladener Zellen möglich
- Anzeige des vollen Akkus durch LED
- geeignet für Kleinakkus bis 1 Ah und für jede gebräuchliche Zellenzahl
- einfacher und preiswerter Aufbau
- kurzschlußfest
- keine Entladung bei Netzausfall oder gezogenem Netzstecker.

Das Gerät läßt sich in zwei Versionen aufbauen, mit fester (I) und mit regelbarer Ausgangsspannung (II).

Funktionsweise

Die Funktionsweise wird anhand *Bild 1* erklärt. Das Gerät besteht aus zwei Elementen: einer Stromquelle (D1...D3, R2 oder R3, T1 und R1) sowie einer Spannungsbegrenzerschaltung (R4, T2, Z1 und D4). Mit Hilfe des Schalters S1 läßt sich der Konstantstrom von 50 mA auf 25 mA umstellen. Bei offenem Ausgang liegt an Punkt MP1 die Zenerspannung U_z + 0,65 V



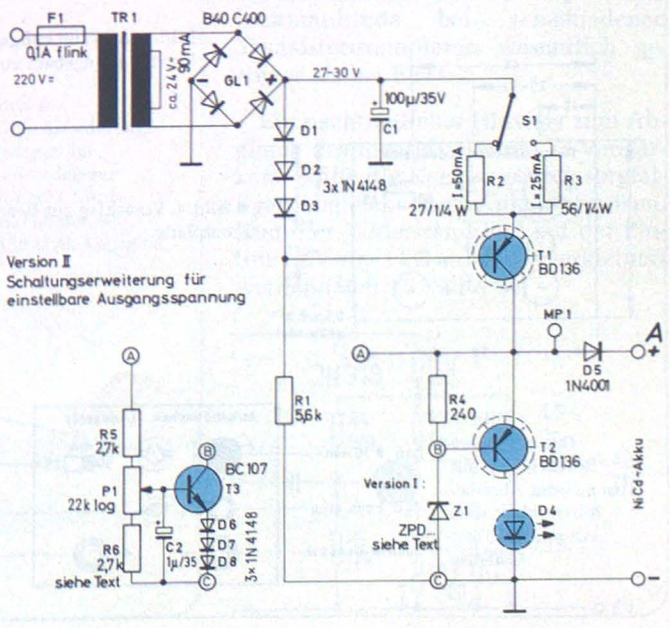


Bild 1. Gesamtschaltung für ein automatisches Ladegerät in zwei Versionen

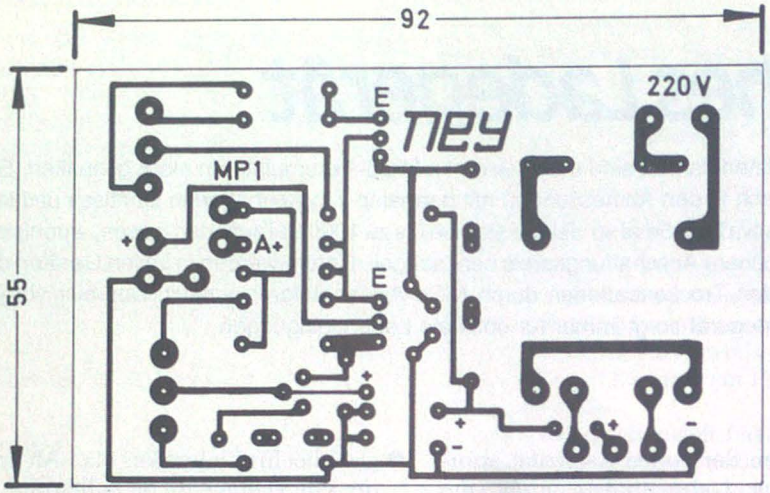


Bild 2. Platinenlayout, ausgelegt zur Bestückung in beiden Versionen

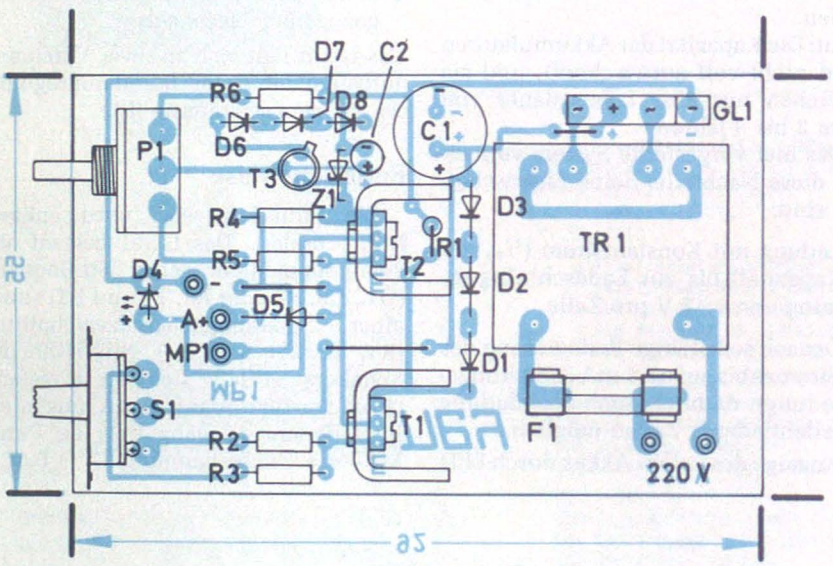
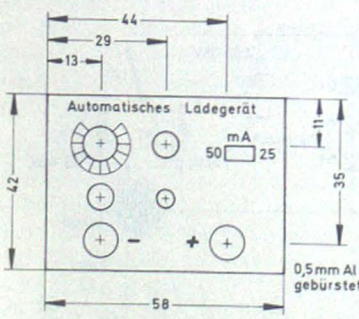


Bild 3. ▲ Bestückungsplan. Z 1 braucht nur bei Version I eingebaut zu werden



◄ Bild 4. Vorschlag zur Bearbeitung der Frontplatte

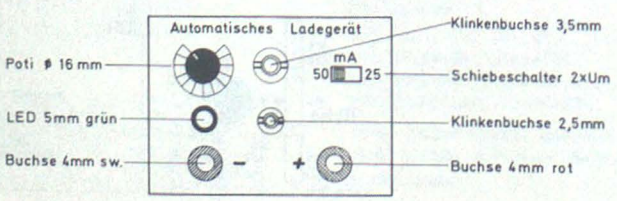


Bild 5. Durch saubere Beschriftung mit Tusche oder Abreibefolien erhält man ein profimäßiges Gehäuse

an. Durch die gekrümmte Kennlinie von D5 errechnet sich die erforderliche Zenerspannung 1,47 x Zellenzahl −0,45 V. Die *Tabelle* nennt ein paar Beispiele:

Zellenzahl N	Zenerspannung U_z	Spannung an MP 1	Ladeschlußspannung Punkt A
8	11,31	11,96	11,76
9	12,78	13,43	13,23
10	14,25	14,90	14,70

Solange die Ladeschlußspannung noch nicht erreicht ist, liefert T1 einen Konstantstrom über D5 an die Akkus. Wenn an Z1 die Zenerspannung erreicht ist, entsteht an R4 ein Spannungsabfall. Sobald dieser 0,65 V erreicht hat, schaltet T2, und D4 nimmt fast den gesamten Strom auf. Sie zeigt somit die geladenen Akkumulatoren an, in die dann nur noch ca. 3 mA zur Erhaltungsladung fließen. Die Hysterese beträgt etwa 0,6 V.

Version II stellt eine Schaltungserweiterung dar und ersetzt Z1. Sie liefert an Punkt B eine mit P1 einstellbare Spannung (im Mustergerät 2,1 bis 28 V). D6...D8 erzeugen die Referenzspannung. C2 verhindert Spannungssprünge durch Kratzen des Potentiometers P1.

Aufbau

Der Aufbau erfolgt für beide Versionen auf einer Platine nach *Bild 2*. Den Bestückungsplan zeigt *Bild 3*. Zu beachten ist nur, daß R5, R6, P1, C2, T3 und D6, 7, 8 nur bei Version II eingebaut werden, und Z1 nur bei Version I notwendig ist (man kann sie trotzdem einbauen, um die obere Spannungsgrenze festzulegen).

Zwischen Ladebuchse und Akkumulatoren ist die Diode D5 (1 N 4001) einzusetzen, um einen Kurzschluß des Ladegerätes beim Einschieben des Klinkensteckers zu vermeiden.

Als Gehäuse eignet sich ein Kunststoff-Schalengehäuse mit den Maßen 45 mm x 60 mm x 96 mm, das man nach *Bild 4* bearbeiten kann. Die Frontplatte besteht aus einem 42 mm x 58 mm x 0,5 mm großen Alu-Blech. Dazu muß die Wandstärke des Gehäuses vorne auf 2 mm abgeschliffen werden, damit sich die Klinkenbuchsen einbauen lassen. Die Alu-Platte wird zuerst mit den Boh-

rungen versehen und dann mit einer Drahtbürste bearbeitet. Nach der Entfettung mittels Spiritus wird die Beschriftung mit Tuschestiften und Schablonen vorgenommen. Mit etwas Geduld erreicht man so ein profimäßiges Aussehen (*Bild 5*). Nach mehreren Stunden Trockenzeit übersprüht man die Platte mit Klarlack.

Wenn nicht mehr als 20 V benötigt werden, kann man statt des 2 x 12 V-Transformators auch einen 17-V-Typ verwenden, dann muß jedoch die Platine geändert werden, sowie der Widerstand R6 auf 3,9 kΩ erhöht werden.

In *Bild 6* ist ein Dimensionierungsbeispiel zur Ladung von 8 Mignon-NiCd-Akkus dargestellt.

Bedienung

Bei der Version I ist die Bedienung denkbar einfach: Akku anschließen und warten, bis die LED aufleuchtet.

Bei der Version II muß man zuerst mit Hilfe des Potentiometers P1 und eines Spannungsmesser die Ausgangsspannung an MP1 (evtl. ein Verbindungskabel von der Klinkenbuchse zum Instrument anfertigen) auf 1,47 x Zellenzahl + 0,2 V einstellen. Danach können die Akkus angeschlossen werden.

Mit Version II ist es möglich, 2 bis 18 Zellen zu laden. NiCd-Akkus entladen sich selbständig, nach kurzer Zeit haben sie nur noch 1,35 V pro Zelle. Man kann die Akkus auch ständig am Ladegerät lassen, um sie immer vollgeladen bereit zu haben.

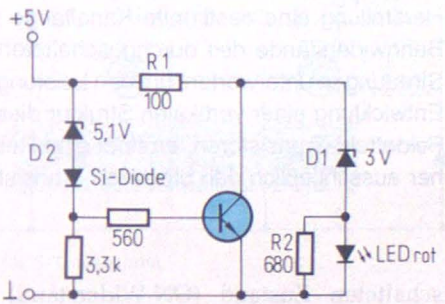
Stichworte zum Inhalt

NiCd-Akkumulatoren, Konstantstrom, Ladeschlußspannung, Erhaltungsladung.

Optische Spannungsüberwachung

Die Anwendungsmöglichkeiten dieser Schaltung sind vielfältig; sie eignet sich zum Beispiel dazu, in Mikrocomputersystemen die Betriebsspannungen zu überwachen.

Ist die Betriebsspannung innerhalb zweier Grenzen – in der im *Bild* angegebenen Dimensionierung zwischen 4,5 V und 5,5 V –, leuchtet eine LED; ist sie zu hoch oder zu niedrig, erlischt sie. Die Zenerdiode D1 bestimmt die Einschaltspannung der LED. Zur Ermittlung der Zenerspannung ist von der gewünschten Einschaltspannung die Durchlaßspannung der LED (etwa 1,5 V) abzuziehen. R2 verhindert schwaches Glimmen der LED bei niedrigeren Eingangsspannungen.



Die LED zeigt den zulässigen Bereich der Betriebsspannung an. Bei der angegebenen Dimensionierung leuchtet sie bei einer Spannung von 4,5 V bis 5,5 V

Beim weiteren Ansteigen der Betriebsspannung beginnt D2 zu leiten, T1 schaltet durch und schließt die LED kurz. Die zusätzliche Diode bei D2 dient nur dazu, die Abschaltspannung auf einen Wert einstellen zu können, der außerhalb der Normreihe liegt.

T1 und R1 sind entsprechend der höchsten vorkommenden Eingangsspannung zu dimensionieren (Verlustleistung!). *Volkmar Junge*

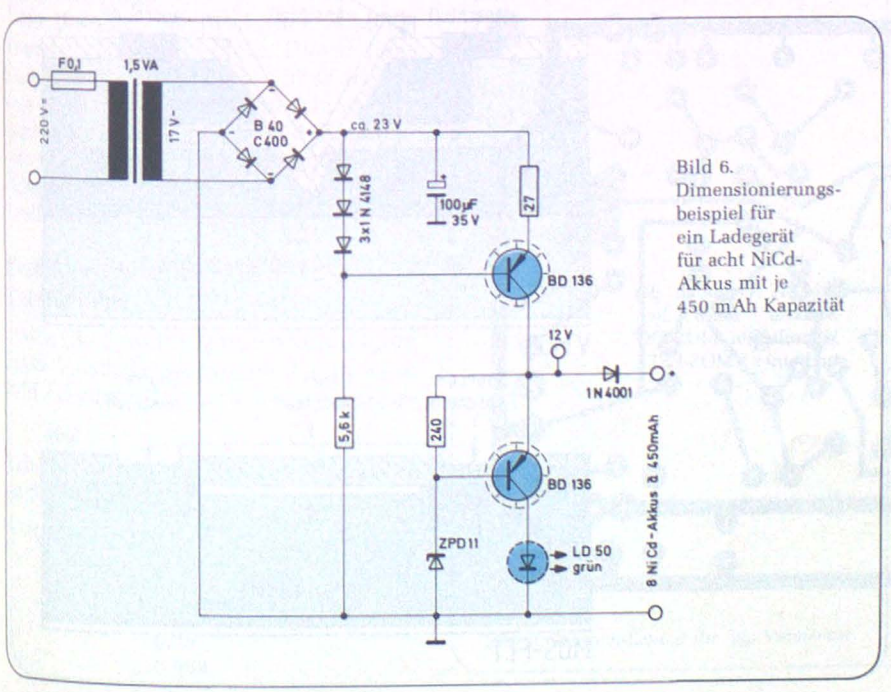


Bild 6. Dimensionierungsbeispiel für ein Ladegerät für acht NiCd-Akkus mit je 450 mAh Kapazität

Berichtigung

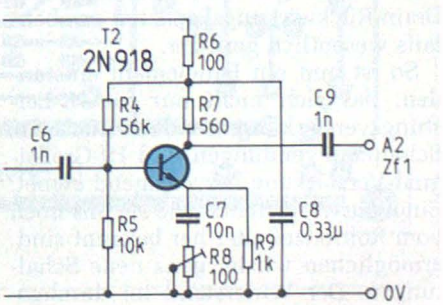
Panorama-Empfänger mit Tracking-zusatz, 2. Teil

FUNKSCHAU 1980, Heft 14, Seite 94

In Bild 14 muß der Ausgang A2 am Kollektor von T2 ausgekoppelt werden, wie der Bildausschnitt zeigt.

Bei der Beschreibung der Oszillatorbaugruppe VCO 2 auf Seite 95 muß der letzte Satz in der mittleren Spalte richtig heißen: Außerdem streut die Oszillatoramplitude bei verschiedenen Transistorexemplaren wesentlich geringer als bei FETs.

Ein nachträglicher Hinweis zum Abgleich des logarithmischen Zf-Verstärkers: Sollte die Kennlinie trotz sorgfältigen Abgleichs einen Knick aufweisen, kann der Widerstand R16 auf der Platine LZV von 1 kΩ auf 390 Ω verkleinert werden (Heft 15, Seite 84)



H.-D. Machuta

Verstärker für Hi-Fi-Enthusiasten

40-W-Hi-Fi-Verstärker mit VMOS-Transistoren

Eine neue Technologogie für Feldeffekt-Transistoren eröffnet neue Wege für die Großsignalverstärkung. Schon vor der Verwirklichung des bipolaren Transistors hatte man die Idee des Feldeffekt-Transistors. Doch die technologische Entwicklung war noch nicht so weit fortgeschritten, daß man FETs für Leistungsverstärkung herstellen konnte. So blieb diese lange Zeit den bipolaren Transistoren überlassen. Durch die herkömmliche laterale Struktur von FETs konnte wegen der Maskentoleranzen bei der Herstellung eine bestimmte Kanallänge nicht unterschritten werden. So waren die Bahnwiderstände des durchgeschalteten FETs eben zu hoch und auch zu großen Streuungen unterworfen, um den Leistungsanwendungen gerecht zu werden. Erst die Entwicklung einer vertikalen Struktur dieser Bauelemente, der sogenannten VMOS-Feldeffekt-Transistoren, eröffnet eine Reihe von Anwendungsmöglichkeiten, die bisher ausschließlich den bipolaren Transistoren überlassen waren.

So sind beispielweise Nf-Leistungsverstärker mit Anstiegsgeschwindigkeiten von 100 V/µs und Klirrfaktoren von 0,04 % bei 40 W keine Besonderheiten mehr. Diese Verstärker zeichnen sich durch geringe negative Rückkopplung und hohe Bandbreite aus. Somit werden auch minimale TIM-Verzerrungen ermöglicht.

Aufbau von VMOS-Leistungs-FETs

Dieser erhebliche Fortschritt in der FET-Technologie ergab sich durch eine völlig andere Struktur des Halbleiters. Die neue Struktur entspricht in etwa der eines doppelt diffundierten epitaxialen Planartransistors. In *Bild 1* ist der Unterschied im Aufbau der FETs deutlich zu erkennen.

Die neue vertikale Struktur zeichnet sich durch wesentlich geringeren Flächenbedarf aus. Die Kanallänge wird nun von der dünnen Body-Schicht bestimmt. Dies hat eine Verringerung des Durchlaßwiderstandes von ca. 30 % zur Folge. Da die überlappenden Flächen durch den V-förmigen Einschnitt wesentlich geringer werden, ist die Gate-Drain-Rückwirkungskapazität ebenfalls wesentlich geringer.

So ist nun ein Bauelement entstanden, das sich nicht nur für Nf-Leistungsverstärkung, sondern auch für Schalteranwendungen und Hf-Großsignal-Verstärkung hervorragend eignet. Eingangswiderstände wie sie uns noch vom Röhrenzeitalter her bekannt sind, ermöglichen wieder ganz neue Schaltungen. Der Widerstand im durchgeschalteten Zustand (ON-Widerstand) liegt im Ohm-Bereich (0,5Ω...5Ω, je nach Typ).

Vorteile von VMOS – gegenüber bipolaren Transistoren

VMOS-Transistoren zeichnen sich durch ihre hohen Eingangswiderstände aus und können somit beispielweise direkt von CMOS- oder TTL-Schaltkreisen angesteuert werden.

VMOS-Transistoren sind Majoritätsträger und besitzen daher keine Verzögerungszeiten durch Rekombinationsvorgänge, wie sie bei bipolaren Halbleitern bei hohen Strömen auftreten. So ergeben sich Schaltzeiten von einigen Nanosekunden. Es handelt sich also um einen echten, von einem elektrischen Feld steuerbaren Widerstand.

VMOS-Transistoren haben einen positiven Temperaturkoeffizienten im

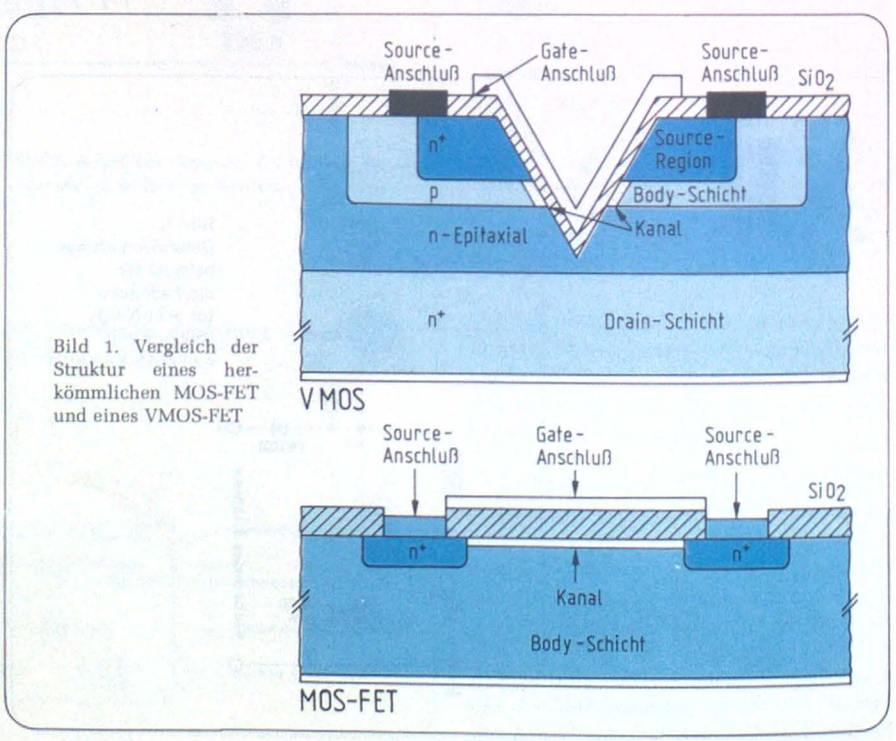


Bild 1. Vergleich der Struktur eines herkömmlichen MOS-FET und eines VMOS-FET

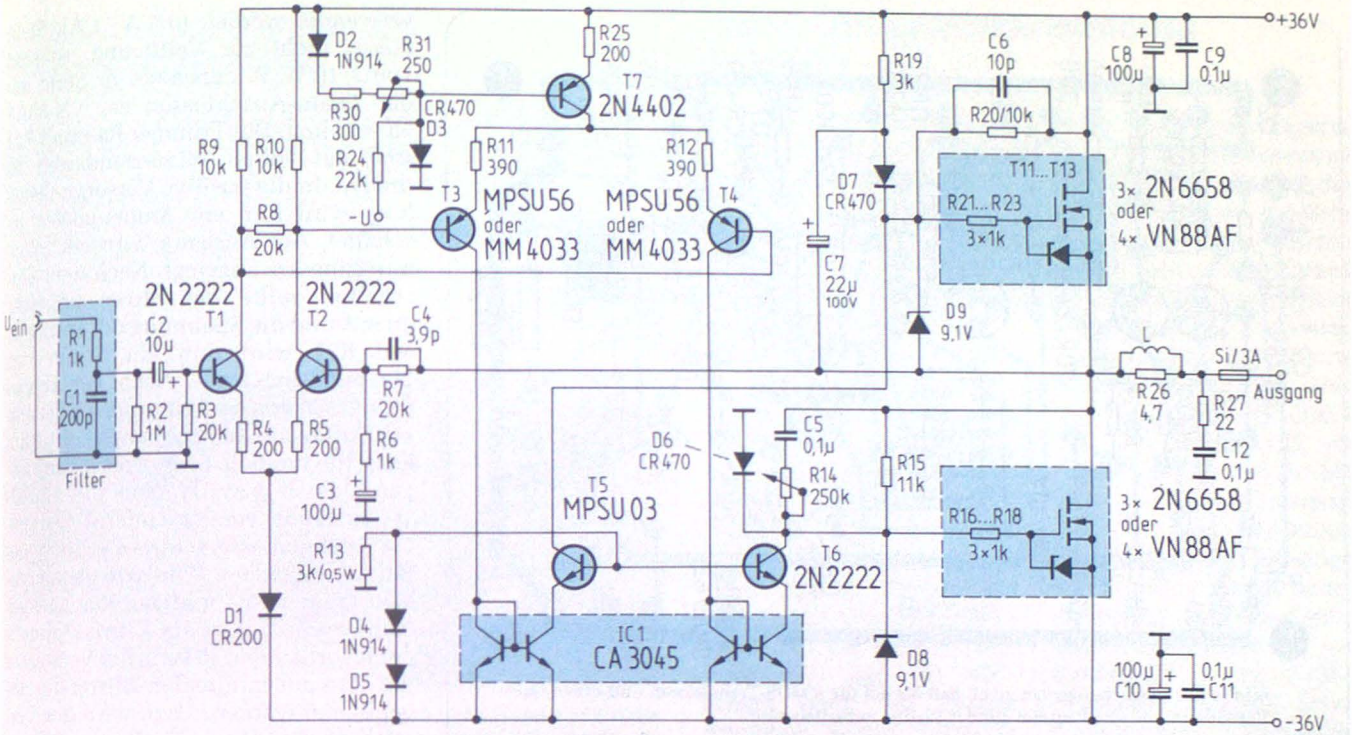


Bild 2. Schaltung eines 40-W-Hi-Fi-Verstärkers mit VMOS-Transistoren

Gegensatz zu bipolaren Transistoren. Das heißt, bei Erwärmung steigt der Bahnwiderstand. Somit entsteht ein gewisser Selbstschutz des Materials. Es besteht auch keine Gefahr des zweiten Durchbruches (durch sog. Hot Spots), da sich der Strom automatisch gleichmäßig über das Bauelemt verteilt. Durch diesen Effekt lassen sich beliebig viele VMOS-Transistoren einfach parallel schalten. Es sind keine weiteren Vorkehrungen wie beispielweise Emitterwiderstände bei bipolaren Transistoren notwendig.

Der größte Nachteil der VMOS-Transistoren ist ihr Preis. Dieser liegt bisher noch ca. 2...10mal höher als der von bipolaren Transistoren. Man sollte dabei aber nicht vergessen, daß man ja erheblich an peripheren Bauelementen einsparen kann, denn der Aufwand für Treiberstufen usw. entfällt.

Realisierung eines 40-W-Hi-Fi-Verstärkers

Wie die Schaltung eines kompletten 40-W-Verstärkers aussehen kann, ist in Bild 2 dargestellt. Hier kommt eine quasikomplementäre Schaltung zur Anwendung, wie sie auch bei bipolaren Transistoren bekannt ist. Der Grund dafür ist, daß P-Kanal-VMOS-Transistoren einen doppelt so großen ON-Widerstand besitzen wie ihre komplementären Artgenossen. So müßte man bei einer komplementären Ausführung doppelt so viele P-Kanaltypen parallel schalten, um auf gleiche Ausgangswiderstände zu kommen.

Um nun die Source- und die Drainschaltung der Ausgangstransistoren aufeinander abzustimmen, ist ein kleiner Schaltungskniff notwendig. Mit Hilfe von R15 wird eine Rückkopplung vom Drain auf das Gate der Stufe in Sourceschaltung gebildet. Das Gate wird nun mit einer modulierten Stromquelle angesteuert.

So erhält man für beide Ausgangsstufen gleiche Verstärkung und gleiche

Tabelle: Klirrfaktormessung bei 20 W an 8 Ω

f [kHz]	K [%]
1	0,04
5	0,065
10	0,07
15	0,05
20	0,068

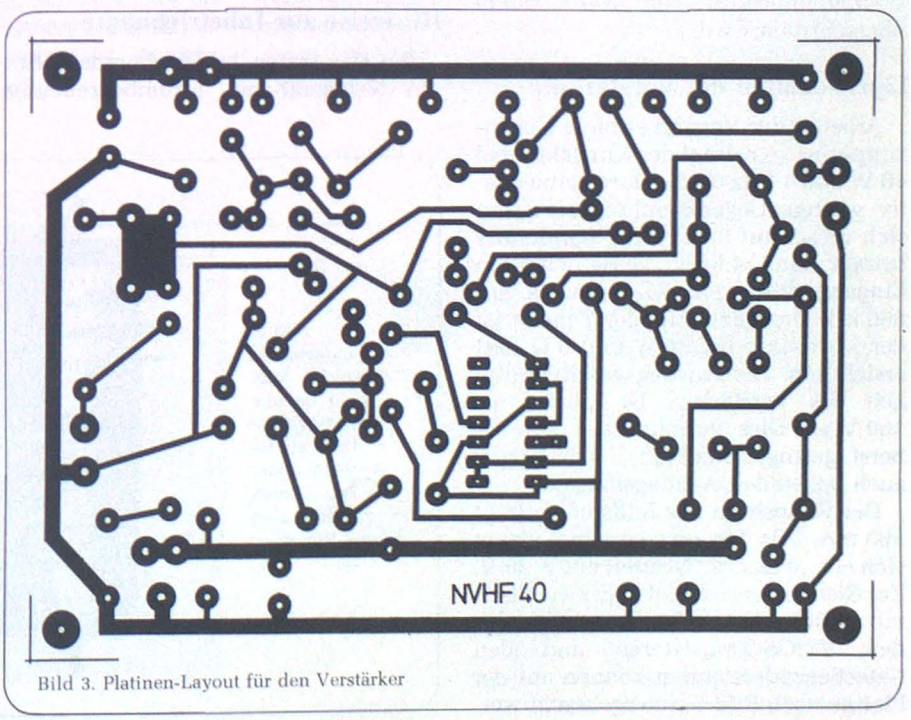


Bild 3. Platinen-Layout für den Verstärker

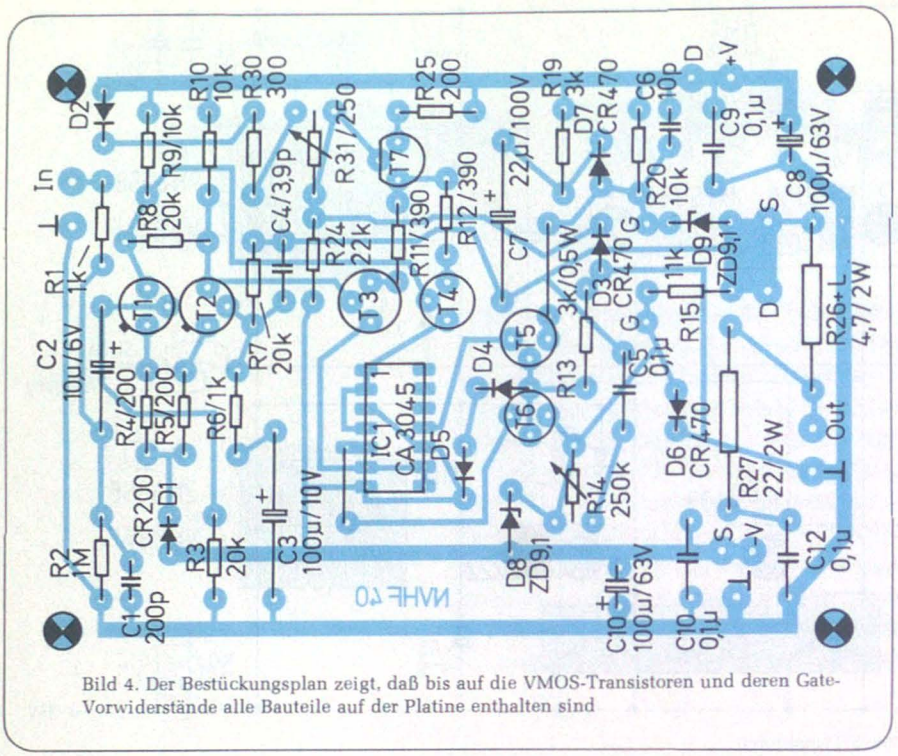


Bild 4. Der Bestückungsplan zeigt, daß bis auf die VMOS-Transistoren und deren Gate-Vorwiderstände alle Bauteile auf der Platine enthalten sind

Ausgangsimpedanzen. Ein genauer Abgleich kann mit R14 erfolgen. Die Endstufe arbeitet im AB-Betrieb. Die Z-Dioden D8 und D9 begrenzen die Gate-Source-Spannung auf maximal 9,1 V. Dies bewirkt, daß ein maximaler Drainstrom von 2 A fließen kann und stellt somit eine Kurzschlußsicherung dar. Diese ist so ausgelegt, daß im Falle eines Kurzschlußes am Ausgang – bis zum Ansprechen der Ausgangsicherung – die erlaubte maximale Sperrschichttemperatur von 200 °C nicht überschritten wird.

Eigenschaften des Verstärkers

Arbeitet der Verstärker ohne Gegenkopplung, so beträgt der Klirrfaktor bei 40 W und 1 kHz 0,4 %. Durch eine relativ geringe Gegenkopplung reduziert sich dieser auf 0,04 %, die Bandbreite beträgt dann 4 MHz. Diese wird am Eingang durch ein RC-Netzwerk auf 800 kHz begrenzt. Aus der *Tabelle* ist der Klirrfaktor bei 20 W und 8 Ω Last ersichtlich. Die Anstiegsgeschwindigkeit des Verstärkers ist kleiner als 100 V/µs. Dies gewährleistet ein äußerst geringes Maß an Verzerrungen auch bei steilen Anstiegsflanken.

Der Ruhestrom der Endstufe beträgt 300 mA. Als Stromversorgung eignet sich ein „weiches" Netzteil mit ± 36 V. Zur Siebung verwendet man zwei Elkos mit 10 000 µF. Alle Bauelemente außer den VMOS-Transistoren und den Gate-Vorwiderständen können auf der Platine nach *Bild 3* untergebracht werden. Der Bestückungsplan ist aus *Bild 4* zu entnehmen. Die Gate-Vorwiderstände sollten unmittelbar an die Gate-Pins angelötet werden. Sie dienen zur Unterdrückung von parasitären Schwingungen. Die Transistoren werden auf einen Kühlkörper mit einem Wärmewiderstand von 2,3 K/W montiert (*Bild 5*). Die komplette Endstufe ist auch als Bausatz bei Bavaria-Kitronic erhältlich.

Hinweise zur Inbetriebname

Bei der ersten Inbetriebname sollte ein Netzgerät mit Strombegrenzung verwendet werden (0,5 A...1 A). Steht dieses nicht zur Verfügung, so sind 100 Ω/10 W Widerstände in Serie mit den Drain-Anschlüssen der VN 88AF zu schalten. Die Trimmer R14 und R31 sind auf vollen Widerstandswert zu drehen. In die positive Versorgungsleitung wird nun ein Amperemeter geschaltet. Am Ausgang wird ein Spannungsmesser angelegt. Nach dem Einschalten sollte der Strom ungefähr 40 mA und die Spannung 0 V betragen. Mit R31 wird nun ein Strom von 200 mA eingestellt. Nach der Erwärmungszeit von ca. 5 Minuten wird dann ein Strom von 300 mA eingestellt. Nun kann die normale Stromversorgung angeschlossen bzw. können die 100-Ω-Widerstände wieder entfernt werden. Der jetzt gemessene Strom sollte ungefähr den gleichen Wert wie oben ergeben. Wenn nicht, muß mit R31 nachgetrimmt werden. Ist ein Klirrfaktormeßgerät vorhanden, so kann der Verstärker mit R14 auf minimalen Klirrfaktor abgeglichen werden. Dazu wird der Verstärker bei 1 kHz auf 20 W ausgesteuert. Steht keine Klirrfaktormeßbrücke zur Verfügung, so wird R14 in Mittelstellung gebracht. Nun kann der Verstärker seinem Verwendungszweck zugeführt werden.

Literatur

[1] Bavaria Kitronic: Neue Verstärkergeneration.
[2] Intersil: VMOS-Tranistoren, N-Kanal.
[3] Intersil No. 4: VMOS ist da.
[4] Markt & Technik: Der Strom fließt in vertikaler Richtung, Heft 9/1980.
[5] Siliconix: VMOS Power FETs, Design Catalog, 1/1979.

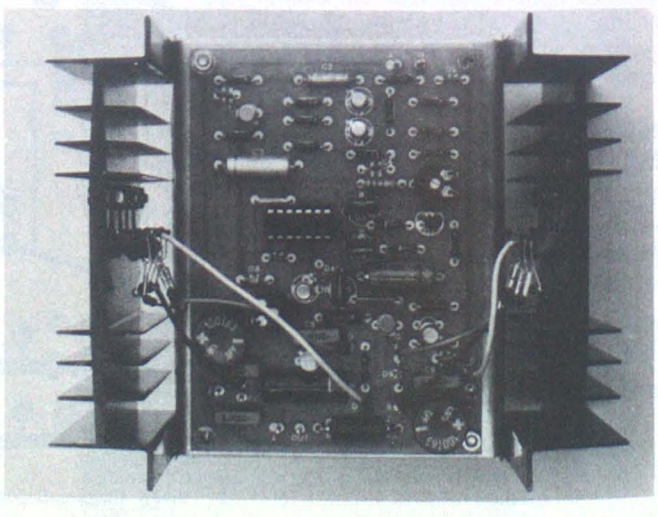


Bild 5. Fertig aufgebauter Verstärker. Man sieht, daß die Gatewiderstände direkt an die Anschlüsse der Transistoren angelötet sind (Aufn. Neumayr)

```
100 DIM M(12)
110 PRINT"ERSTES DATUM";
120 INPUT T,M,J
130 GOSUB 500
140 A=S
150 RESTORE
160 PRINT"ZWEITES DATUM";
170 INPUT T,M,J
180 GOSUB 500
190 B=S
200 PRINT"DIFFERENZ: ";B-A
210 RESTORE
220 GOTO 110
500 Z=0
510 IF J/4<>INT(J/4) THEN 540
520 IF M<=2 THEN 540
530 Z=1
540 Z=Z+(J-1)*365+INT((J-1)/4)
550 FOR K=1 TO 12
560 READ M(K)
570 NEXT K
580 S=Z+M(M)+T
590 RETURN
700 DATA 0,31,59,90,120,151,181,212,243,273,304,334
ERSTES DATUM? 1,1,1980
ZWEITES DATUM? 1,1,1981
DIFFERENZ:  366
```

Bild 15. Programm zur Berechnung der Differenz zwischen zwei Datumsangaben

setzt sich zusammen aus der Zahl der Tage in den vorhergehenden Jahren (Z) plus der Zahl der Tage im laufenden Jahr.

Z berechnet sich zu (J – 1) * 365 plus die Anzahl der zusätzlichen Tage in den Schaltjahren. Für diese Zusatztage brauchen wir die Integer-Funktion INT. Sie veranlaßt den Computer, aus einer beliebigen Zahl eine Ganzzahl zu machen, und zwar durch Abschneiden des Dezimalbruches. A = INT (2.75) hat z.B. zur Folge, daß A den Wert 2 erhält. INT ((J – 1)/4) gibt – wie leicht einzusehen ist – die Zahl der Schalttage (vom Bezugspunkt aus) an. Setzt man etwa als Jahr 1980 ein, dann sind vorher 1979 Jahre vergangen, von denen jedes vierte (wenn man die Ausnahmen an den Jahrhundertwenden außer Acht läßt) ein Schaltjahr war. 1979/4 ergibt aber 494,75; die Integer-Funktion macht daraus 494, die uns interessierende Zahl.

Nun fehlt noch die Zahl der Tage im laufenden Jahr. Sie setzt sich zusammen aus T (Monatstag) und der Zahl der in den Vormonaten vergangenen Tage M(M). Außerdem muß berücksichtigt werden, ob das laufende Jahr ein Schaltjahr ist. Die Abfrage daraufhin findet sich in Zeile 510. Ein Schaltjahr liegt vor, wenn die Jahreszahl ohne Rest durch vier teilbar ist, wenn also J/4 = INT (J/4) ist. In diesem Fall ist von Interesse, ob der Februar schon vorbei ist (Zeile 520). Wenn ja, wird Z auf einen Anfangswert von 1 gesetzt, der dem Schalttag entspricht.

In Zeile 540 wird – wie besprochen – die Tageszahl der vergangenen Jahre ermittelt, ergänzt um Z. Die Gesamtzahl wird wiederum mit Z bezeichnet. Die in den Vormonaten des interessierenden Datums vergangenen Tage ermitteln die Zeilen 550...570. Dies geschieht einfach, indem man die Werte der DATA-Zeile 700 einliest. M(M) hat dann den richtigen Wert: z.B. M(3) entspricht den bis März vergangenen Tagen (= 59). In Zeile 580 schließlich wird die Gesamtsumme S berechnet. Das Hauptprogramm ist eine Endlosschleife, die jeweils die Differenz der berechneten S-Werte ausdruckt. Gültig ist das Programm vom 1. März 1900 bis 28. Februar 2100.

In *Bild 17* ist ein Programm dargestellt, das den Wochentag zu einem Datum im selben Zeitraum ermittelt. Wie im vorhergehenden Fall wird eine Summe S in den Zeilen 500...580 berechnet, die der Tageszahl von einem Bezugspunkt an entspricht. Zieht man davon die größte durch sieben teilbare Zahl, die kleiner ist als S, ab (Zeile 590), dann erhält man einen Wert R zwischen 0 und 6, der unmittelbar dem Wochentag entspricht. Indem man R als Index für das zuvor eingelesene Feld T$(I) (mit Werten Samstag...Freitag) verwendet, kann man den Wochentag ausdrucken lassen. Mit welchem Wochentag das Feld beginnt, wurde an einem Beispiel ermittelt.

Zur Vertiefung sei das soeben im Franzis-Verlag erschienene Buch „Basic für Mikrocomputer" empfohlen; es beschreibt gängige Computer, deren Befehlssätze und zahlreiche Beispielprogramme (ISBN 3-7723-6821-2; 26 DM). ■

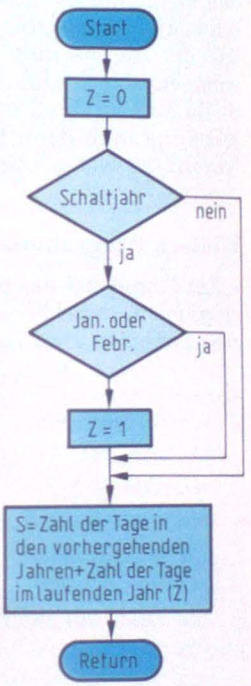


Bild 16. ▶ Flußdiagramm des Unterprogramms in Bild 15

▼ Bild 17. Ermittlung des Wochentags aus einer Datumsangabe

```
470 DIM M(12)
480 PRINT"TAG,MONAT,JAHR";
490 INPUT T,M,J
500 Z=0
510 IF J/4<>INT(J/4) THEN 540
520 IF M<=2 THEN 540
530 Z=1
540 Z=Z+(J-1)x365+INT((J-1)/4)
550 FOR K=1 TO 12
560 READ M(K)
570 NEXT K
580 S=Z+M(M)+T
590 R=S-INT(S/7)x7
600 FOR I=1 TO 7
610 READ T$(I)
620 NEXT I
630 PRINT T$(R+1)
700 DATA 0,31,59,90,120,151,181,212,243,273,304,334
710 DATA SAMSTAG,SONNTAG,MONTAG,DIENSTAG,MITTWOCH
720 DATA DONNERSTAG,FREITAG
TAG,MONAT,JAHR? 1,5,1980
DONNERSTAG
```

Harald Wießmann

VU-Meter mit 60 dB Anzeigeumfang

Bei Tonbandaufnahmen ist es üblich, den Aufnahmepegel zur Vermeidung von Übersteuerung und für höchstmöglichen Rauschabstand optimal einzustellen. In komplexen Übertragungsketten mit Vorverstärker, Equaliser und Endverstärker wird das Nutzsignal verstärkt, selektiv abgeschwächt und wieder verstärkt, wobei die Pegel auf die zulässigen Werte eingestellt werden müssen. Fehlen Aussteuermeßgeräte, so ist letzteres nicht sichergestellt. Den Hi-Fi-Fan kann das nicht befriedigen, denn er möchte die Reserven seiner Anlage voll nützen. Die nachfolgend beschriebene Schaltung erlaubt eine genaue Kontrolle der Signalpegel.

Schaltungsbeschreibung

Um die Nf-Spannungsquelle nicht zu belasten, wurde der Eingangsverstärker mit FETs bestückt (*Bild 1*). Der hohe Eingangswiderstand der Schaltung läßt sich bereits daran erkennen, daß der Eingang über einen 10-MΩ-Widerstand angekoppelt ist. Wegen des hohen Koppelwiderstandes verursacht die Gate-Source-Kapazität eine Bedämpfung der Frequenzen über 8000 Hz. Dieser Effekt läßt sich dazu benützen, die Empfindlichkeitskurve des Bewertungsfilters A nachzubilden, wenn ein Hochpaß nach *Bild 2* vorgeschaltet wird. Um einen großen Dynamikbereich zu erfassen, kann ein Eingangsteiler zur Signalabschwächung bis zu 60 dB vorgeschaltet werden (*Bild 3*).

Auffällig dürfte das Transistor-Array TCA 240 [1] sein, dessen Anwendungsgebiete eigentlich Misch- und Modulatorschaltungen sind. In der Schaltung dient das TCA 240 als Differenzverstärker. Die beiden Verstärker mit T1/T2 und T5/T6 erlauben den Aufbau eines kompakten kreuzgekoppelten Differenzverstärkers, welcher sehr gut temperaturstabil ist. Für gute Stabilität sorgt auch ein Doppel-Fet BFQ 16 – es genügen aber auch zwei BF 245. Pegelspitzen bis 30 V sind zulässig, ohne daß das Gerät zerstört wird.

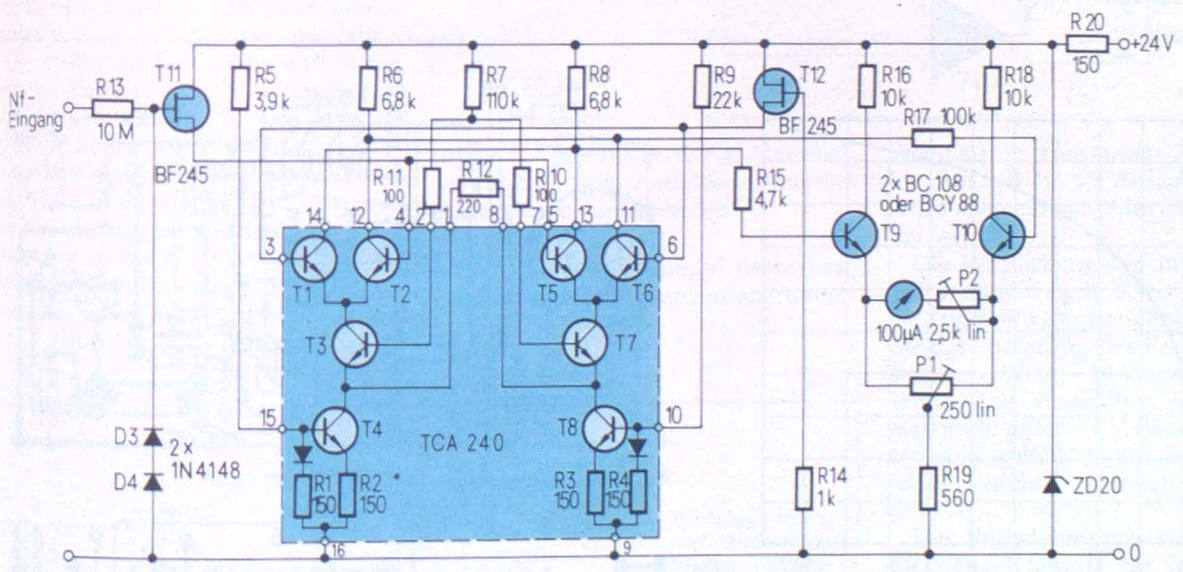


Bild 1. Schaltung des VU-Meters mit dem TCA 240

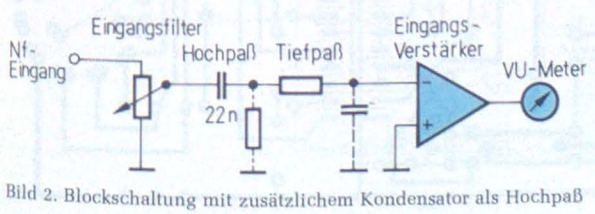


Bild 2. Blockschaltung mit zusätzlichem Kondensator als Hochpaß

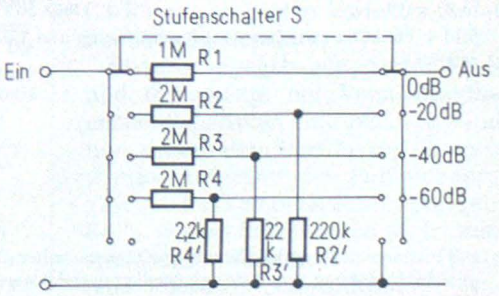


Bild 3. Signalabschwächer mit Stufung in 20-dB-Schritten

Die beiden Ausgänge an den Pins 11/12 und 13/14 des TCA 240 dienen zur Ansteuerung des VU-Meters. Die Basisspannungen an den Pins 10 und 15 bestimmen die Emitterströme von T1/T5 und T2/T6 und damit die Verstärkung an den beiden Ausgängen. Der Ausgang an T2/T6 weist einen relativ großen Hub auf, während an T1/T5 nur ein kleiner Spannungsanstieg erfolgt. Die Verstärkung an T1/T5 ähnelt einer logarithmischen Funktion, denn der Ausgangspegel steigt degressiv mit wachsendem Eingangspegel (siehe *Bild 4*): Die Schaltung arbeitet als Kompressor.

Aufbau und Abgleich

Der Aufbau der Schaltung ist problemlos, lediglich dem Abgleich muß etwas Aufmerksamkeit geschenkt werden. Wegen des gedrungenen Aufbaus empfiehlt es sich, beim Bestücken der Platine (*Bild 5*) mit den Dioden und Widerständen zu beginnen. Dann folgen die Transistoren und IC-Sockel laut Bestückungsplan (*Bild 6*). Erst zum Schluß werden die Trimmpotentiometer eingelötet.

Beim Einlöten der Fets und der Transistoren 9 und 10 ist auf richtige Anschlußbelegung zu achten, da die Printplatte für die Bestückung mit Doppeltransistoren (BCY 88, MIC 726) ausgelegt ist. Sollen Einzeltransistoren (BC 108) verwendet werden, so müssen die Beinchen entsprechend zurechtgebogen werden. Vor Anlegen der Versorgungsspannung sind alle Potentiometer in Mittelstellung zu bringen.

Die Basisspannung des Transistors T4 sollte exakt 2,0 V betragen, die von T8 ca. 0,7 – 0,9 V. Der Basiswiderstand von T4 (R5) sowie alle Trimmpotis sollen mindestens $^1/_4$-Watt-Ausführungen sein, sonst genügen $^1/_8$ Watt.

Mit P1 erfolgt die Nullpunktkorrektur des VU-Meters. Der Endausschlag wird mit dem Poti P2 justiert, das in Reihe mit dem VU-Meter liegt (ca. 30 V).

Literatur

[1] Valvo-Brief, November 1975: Anwendungsbeispiele für die integrierte Schaltung TCA 240

Stichworte zum Inhalt

Aussteuerungsmeßgerät, Signalabschwächung, TCA 240

Nachtrag

Mikrocomputer-Schaltuhr

Zu der Bauanleitung in Heft 11, Seite 109, liegen nun einige Erfahrungen vor, die den Nachbau und vor allem den Abgleich der Quarzzeitbasis vereinfachen.

Die in der FUNKSCHAU angegebene Quarzfrequenz ist die minimale, bei der ein Abgleich durch den digitalen Teiler möglich ist. An Pin 8 des SAJ 300 T kann die durch vier geteilte Quarzfrequenz rückwirkungsfrei gemessen werden. Die gemessene Frequenz muß zwischen 819 200 Hz und 819 400 Hz liegen, sonst ist kein Abgleich auf 50 Hz möglich.

Ziehen der Oszillatorfrequenz: Frequenzerhöhung ist möglich durch Serienschaltung eines Kondensators; Frequenzerniedrigung durch Parallelschaltung eines Kondensators (Wert ca. 10 pF) zum Quarz. Liegt die Oszillator-

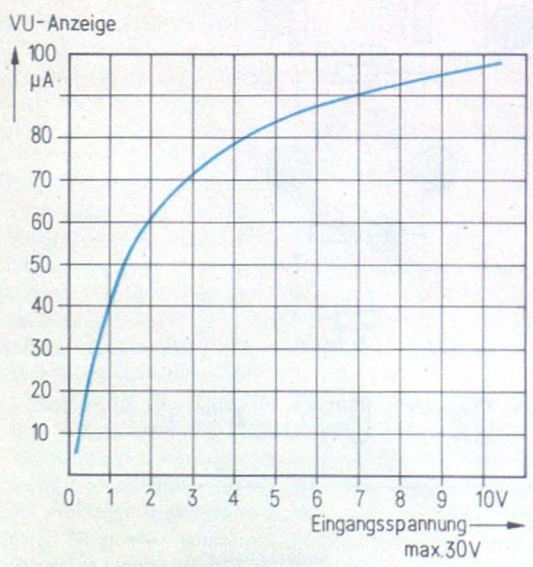


Bild 4. Funktion zwischen Eingangsspannung und VU-Anzeige

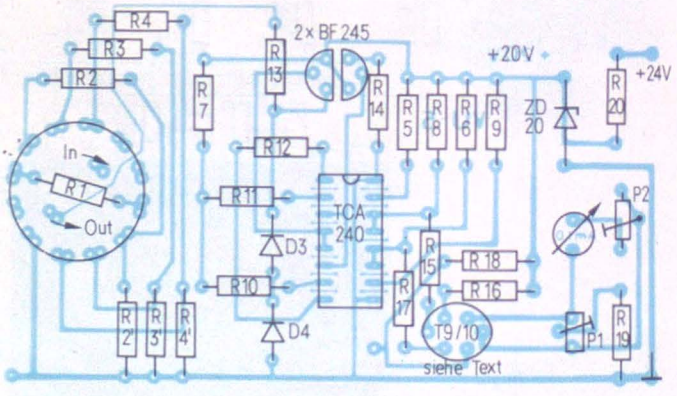


Bild 6. Bestückungsplan

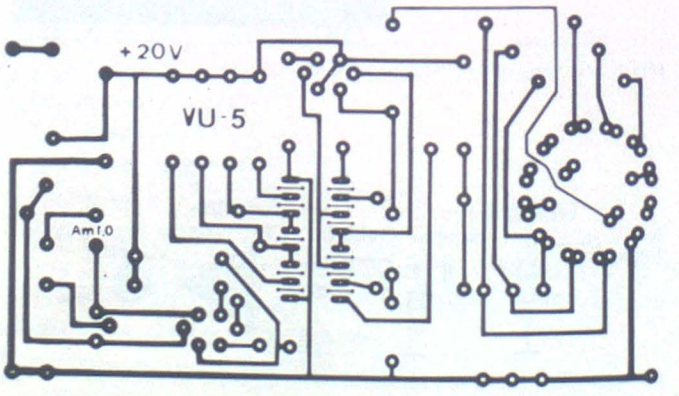


Bild 5. ▶
Das Platinenlayout enthält bereits den Stufenschalter für die Signalabschwächung, damit sie universell verwendet werden kann

frequenz im obengenannten Bereich, so läßt sich die richtige Einstellung des digitalen Teilers wie folgt berechnen:

Die an Pin 8 gemessene Frequenz wird mit 4 multipliziert, um die tatsächliche Quarzfrequenz zu erhalten. Von der tatsächlichen Quarzfrequenz wird die minimal erforderliche Quarzfrequenz (hier 3,2768 MHz) subtrahiert; das Ergebnis liefert die Frequenzablage in Hertz. Eine Division durch 3,2768 normiert die Frequenzablage auf ppm. Der digitale Teiler ist nun durch Schließen der entsprechenden DIL-Schalter so einzustellen, daß das Teilerverhältnis dem gewünschten möglichst nahe kommt.

Wertigkeit der Steuereingänge:

S1: 122 ppm	S4: 15,25 ppm
S2: 61 ppm	S5: 7,62 ppm
S3: 30,5 ppm	S6: 3,81 ppm
	S7: 1,9 ppm

Zur Verdeutlichung der Berechnung sei hier noch ein Beispiel angeführt.

An Pin 8 gemessen:

819 295 Hz x 4 = 3 277 180 Hz

3 277 180 Hz – 3 276 800 Hz = 380 Hz (Ablage)

380 Hz : 3,2768 = 115,96 ppm

Bei diesem Beispiel wären folgende Schalter zu schließen:

S2, S3, S4, S5, S7 = 61 + 30,5 + 15,25 + 7,62 + 1,9 = 116,27 ppm. 1 ppm Abweichung entspricht übrigens einem Fehler von ca. 30 Sekunden pro Jahr.

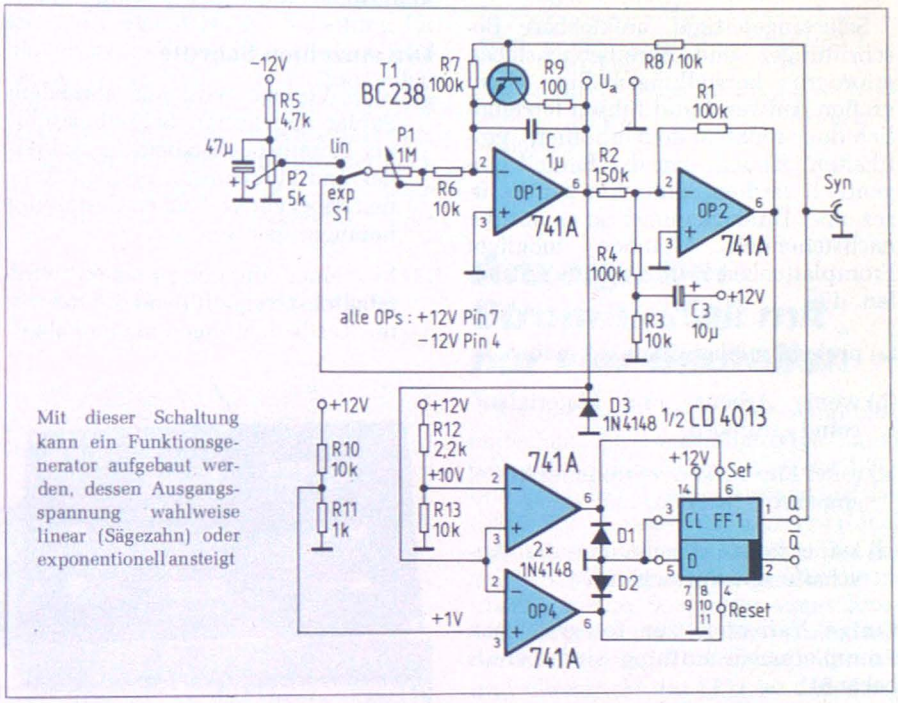
Die Pufferung bei Netzausfall durch eine 9-V-Batterie kann im Einzelfall zu Schwierigkeiten führen, weil kurzzeitig die Anzeigen auch Batteriestrom erhalten, bis sich die Elkos des Netzteils zum Teil entladen haben und T1 sperrt. Die Batteriespannung kann durch diese Belastung zu tief absinken. Im *Bild* ist farbig dargestellt, welche Änderungen hier zum Erfolg führen.

Dipl.-Ing. (FH) Wolfgang Schief

Funktionsgenerator mit exponentiellem Spannungsverlauf

Bei der Schaltung (*Bild*) handelt es sich um einen Funktionsgenerator, dessen Spannungsverlauf eine exakte Potenzfunktion darstellt im Bereich von +1 V bis +10 V.

Die Wiederholfrequenz läßt sich durch P1 von ca. 0,1 Hz bis 30 Hz einstellen. Ferner kann durch Umschaltung mit S1 eine zeitlineare Funktion (Sägezahn) erzeugt werden.



Mit dieser Schaltung kann ein Funktionsgenerator aufgebaut werden, dessen Ausgangsspannung wahlweise linear (Sägezahn) oder exponentionell ansteigt

Dem Funktionsprinzip liegen folgende Integralgleichungen zugrunde:

$f(t) = a^t : \int a^t dt = (\ln a)^{-1} a^t$

Wählt man a = e, so erhält man die e-Funktion, wählt man a = 2, so erhält man eine Funktion, deren Spannung sich in konstanten Zeitabschnitten verdoppelt.

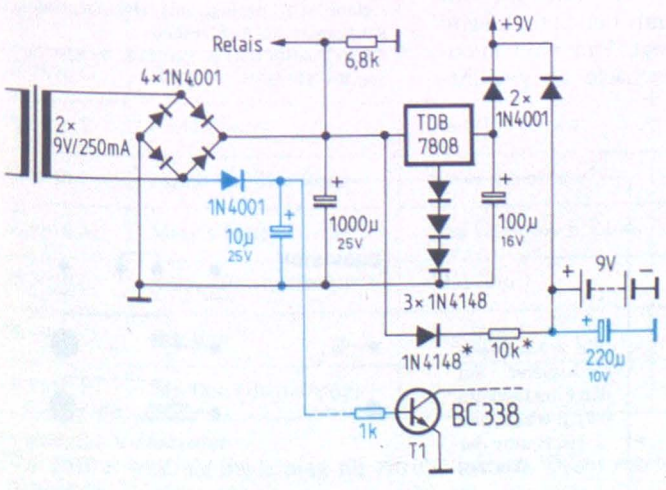
Wobbelt man damit einen linearen VCO, so verdoppelt sich auch dessen Frequenz in konstanten Zeitabschnitten, was z. B. für die Aufnahme von Filterfrequenzgängen (dB/Okt.) notwendig ist.

Die Verstärkung des Inverters OP 2 bestimmt a, da gilt: v = R1/R2 = ln a. OP 3 und OP 4 sorgen mittels FF 1 und T1 für die Entladung des Kondensators C vom max. Wert (+10 V) auf +1 V. Beide Werte sind einstellbar, jedoch sollte man nicht unter +1 V als untere Schaltschwelle gehen, da solches mathematisch nicht sinnvoll erscheint ($a^\circ = 1$).

Die Entladeimpulse von FF 1 (C-MOS-Pegel) können zur Triggerung eines Oszilloskops verwendet werden. C3/R3 gewährleisten korrektes Anlaufen beim Einschalten.

Mit den angegebenen Werten für R1 und R2 erzeugt der Versuchsaufbau gemäß Schaltplan eine exakte 2^t-Funktion, die mit dem Oszilloskop überprüft wurde. Aufgrund des Funktionsprinzips spielen Temperatureinflüsse keine Rolle, wie bei Schaltungen, welche entsprechende Kennlinien von Dioden oder Transistoren ausnützen.

Gerd-D. Ritter



Die farbig gezeichneten Änderungen beseitigen Schwierigkeiten bei der Pufferung der Versorgungsspannung bei Netzausfall. Die mit Stern gekennzeichneten Bauteile entfallen, wenn eine nicht aufladbare Batterie verwendet wird

Frontplattenbeschriftung

Jeder Hobbyelektroniker steht spätestens nach der abgeschlossenen Bestückung seiner Platine und einem ersten, hoffentlich erfolgreichen Probelauf vor dem Problem, der funktionierenden Elektronik ein „ansehnliches Äußeres" zu verschaffen.

Selbstangefertigte, aufklebbare Beschriftungen und Abreibebuchstaben erfordern herstellungsmäßig einen großen Aufwand und führen letztendlich doch nicht zu dem erhofften „profihaften" Touch, den das Bauteil eingentlich verdient hätte. Für den Besitzer einer Dunkelkammer ist es mit der nachstehenden Methode möglich, Frontplattenbeschriftungen herzustellen, die

(a) professionellen Charakter haben,

(b) wenig Arbeits- und Materialaufwand erfordern,

(c) unter Einsatz konventioneller Mittel angefertigt werden, und

(d) keine hohen Kosten bei der Anschaffung verursachen.

Einige Varianten zur fotografischen Frontplattenbeschriftung sind bereits bekannt:

(A) Das weitverbreitete Negativ-/Positiv-Verfahren (d. h.: schwarze Schrift auf weißem Grund) führt nicht zu befriedigenden Ergebnissen.

(B) Das Direktkopierverfahren (s. FUNKSCHAU 1978, Heft 8, S. 369) erfordern einen großen Aufwand bei der Erstellung der Vorlage.

Durch den Einsatz steilarbeitender lithografischer Dokumentenfilme mit höchstem Auflösungsvermögen, die zudem in jedem größeren Fotofachgeschäft erhältlich sind, kommt man zu einer universell einsetzbaren Anfertigungsmethode für Frontplatten, die zu weißer Schrift auf schwarzem Untergrund führt. Das Resultat ist auf Anhieb nicht als fotografisches Produkt erkennbar.

Die einzelnen Schritte

(1) Eine Vorlage wird auf normalem Papier angefertigt. Schreibmaschine, Abreibebuchstaben, Filzschreiber und aufklebbare Symbole können dabei zur grafischen Gestaltung herangezogen werden.

(2) Mit einer Kleinbild-Kamera wird möglichst formatfüllend mit mehreren Testbelichtungen in einer abgestuften Blendenreihe von dieser Vorlage ein kontrastreiches Negativ auf Agfaortho 25 [1]) hergestellt (*Bild 1*).

Bild 3. Nach der Vergrößerung auf das Maß der Originalvorlage kann das PE-beschichtete Foto auf die Frontplatte geklebt werden

(3) In der Dunkelkammer wird unter dieses Negativ ein Blatt Gevalith 0 81 p-Film [2]) mit der Schichtseite nach oben gelegt. Um eine maximale Konturenschärfe zu gewährleisten, ist als Unterlage beim Kontaktkopieren ein schwarzer Karton zu verwenden; die Anordnung sollte mit einer Glasplatte beschwert werden.

Die optimale Belichtungszeit für den Kopiervorgang ist wiederum einer Testreihe zu entnehmen.

(4) Das so erhaltene Positiv (*Bild 2*) wird zunächst zur Bestimmung des genauen Vergrößerungsmaßstabes auf das Original (1) projiziert und mit diesem zur Deckung gebracht. Die anschließende Vergrößerung des Positivs erfolgt auf PE (= Polyethylen) beschichtetem Fotopapier der Gradationen hart, bzw. extrahart.

Für die Entwicklung beider Filmsorten und des Fotopapieres eignen sich die gängigen Positiventwickler wie Neutrol (Agfa), Bromophen (Ilford) oder Eukobrom (Tetenal) etc. Detaillierte Verarbeitungshinweise liegen im übrigen jeder Filmpackung bei; die Entwicklung der orthochromatischen Materialien kann zur besseren Verfolgung der Entwicklungsvorgänge bei Rotlicht erfolgen.

Das gegen äußere Einflüsse weitestgehend unempfindliche PE-Fotopapier wird auf eine doppelseitig beschichtete Klebefolie (Fa. Neschen, Bückeburg) aufgezogen und nach dem Ausschneiden evtl. Bohrungen auf die Abdeckung des Gerätes geklebt (*Bild 3*). Der Oberfläche kann durch Plastikspray oder Kaschierung mit Selbstklebefolie eine noch größere Haltbarkeit verliehen werden.

Dr. Dieter Thierbach

[1]) Agfaortho 25 professional, Dokumentenfilm im KB-Format, 36 Aufnahmen

[2]) Agfa Gevalith 0 81 p, Planfilm; 50 Blatt im Format 9 x 12 cm

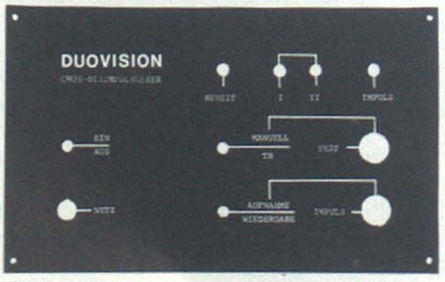


Bild 1. Mit einer Kleinbildkamera aufgenommenes Negativ der Vorlage

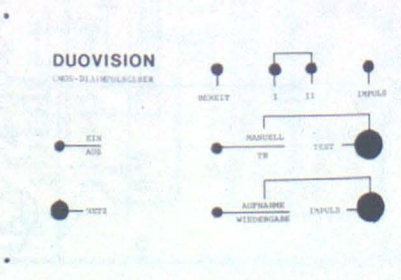


Bild 2. Nach dem Umkopieren auf den Film Gevalith 0 81 p erhält man ein Positiv der Vorlage

Melodien statt Klingelschnarren

Wer statt von einer ordinären Klingel lieber mit einer Melodie geweckt werden möchte, oder wem der Türgong zu eintönig ist, der kann sich jetzt mit geringem Aufwand eine elektronisch erzeugte Melodie vorspielen lassen. Bei Bedarf kann auch ein Alarmton ausgelöst werden.

Das *Bild* zeigt, daß nur eine handvoll Bauelemente um das „Melodie-Master-IC" SE 7910 X angeordnet werden müssen. Die *Tabelle 1* gibt die Melodien der einzelnen IC-Typen an.

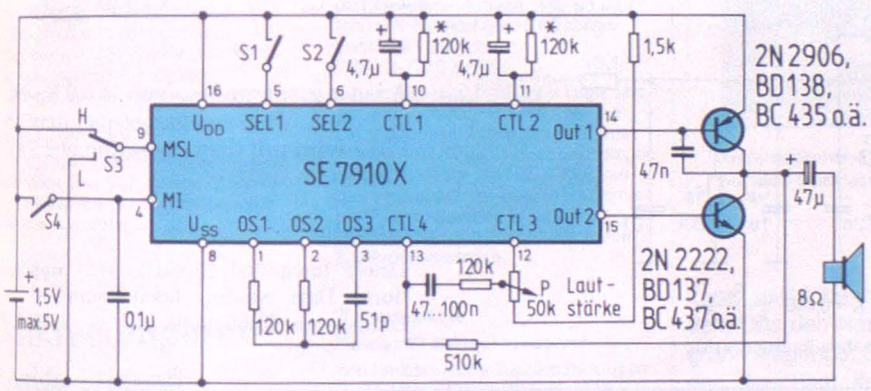
Mit den Schaltern S1, S2, S3 können die Melodien 1 oder 2 oder auch einer der Alarmtöne angewählt werden. In *Tabelle 2* sind die verschiedenen Möglichkeiten aufgeführt. Sind die Schalter S1 und S2 gleichzeitig geschlossen, laufen alle Vorgänge achtmal schneller ab als normal (Testbetrieb). Durch Schließen von S4 wird die Melodie gestartet. Beim Typ 7910 O kann S4 als Taster ausgeführt sein; nach einmaligem Tippen läuft die Melodie ab. Bei den anderen Typen stoppt die Melodie, wenn S4 geöffnet wird.

Die Ruhestromaufnahme beträgt nur ca. 2 µA. Damit ist die Schaltung für Batteriebetrieb geeignet. Die maximal zulässige Spannung ist im Datenblatt mit 5 V angegeben. Es zeigte sich, daß der Klang bei 3 V Betriebsspannung am besten ist. Die Schaltung arbeitet auch mit einer Monozelle bei 1,5 V noch einwandfrei.

Ekkehard Scholz

Literatur

Datenblatt SE 7910, Spezial-Electronic, München



Außenbeschaltung für das „Melodie-Master-IC" SE 7910 X. Durch Verkleinern der mit * gekennzeichneten Widerstände ergeben sich neue Klangeffekte

Tabelle 1: Schalterstellungen zur Melodienwahl

Typ	Melodie 1	Melodie 2	Alarmton Bim-Bam	Alarmton Piep
SE 7910 C	Bayerischer Ländler	–	●	●
SE 7910 E	2 Menuette	Dark Eyebrows	●	●
SE 7910 I	Home On The Range	Green Sleeves	●	●
SE 7910 M	Mary's Little Lamb	The Camptown Races	–	–
SE 7910 N	Musunde Hiraite[1])	Cho Cho[1])	–	–
SE 7910 O	Big Ben 1	Big Ben 2	–	–
SE 7910 P	Big Ben (Begleitung)[2])	–	–	–

[1]) Japanische Volkslieder
[2]) Typ 7910 P wird als Begleitung für 7910 O benutzt. Damit ergeben sich vielstimmige Akkorde.

Tabelle 2:
Funktion der Schalter S1, S2 und S3

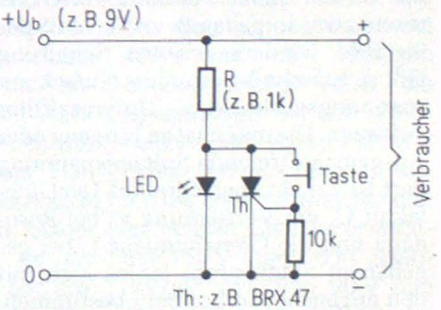
S1	S2	S3	Funktion
offen	offen	Stellung L	Melodie 1
offen	offen	Stellung H	Melodie 2
offen	geschlossen	X	Alarm 1
geschlossen	offen	X	Alarm 2

Anzeige bei Stromausfall mit nur vier Bauteilen

Bei der Suche nach einer möglichst einfachen Stromausfallanzeige stieß ich nach endlosen Versuchen mit TTL- und anderen Digitalbausteinen auf das ideale Speicherelement Thyristor (ideal zumindest für diesen Zweck). Die gezeigte Schaltung wird einfach an die zu überwachende Spannung angeschlossen. Nachdem der Thyristor einmal mit der Taste gezündet wurde, ist er leitend und überbrückt die LED, so daß diese nicht leuchten kann. Der Vorwiderstand R sollte nicht zu klein gewählt werden, damit die Verlustleistung gering gehalten wird.

Wenn nun der Strom ausfällt, sperrt der Thyristor und bleibt auch nach Wiederanlegen der Spannung gesperrt. Jetzt leuchtet die LED und sagt eindeutig: „Junge, deine Uhr geht falsch!" Oder: „Da hat einer an deiner Alarmanlage herumgefummelt!" Mit dem Taster wird die Schaltung wieder in den Bereitschaftszustand versetzt.

André Schnoor



Stromausfall-Anzeige, die mit geringem Aufwand für viele Zwecke verwendet werden kann

Schaltungen mit dem 4151

Der 4151 ermöglicht eine einfache und preiswerte A/D- bzw. D/A-Wandlung. Die Ausgangsfrequenz ist der Eingangsgleichspannung über einen Bereich von sechs Dekaden proportional. Der Versorgungsspannungsbereich liegt zwischen 8 V und 22 V, der maximal zulässige Ausgangsstrom beträgt 20 mA.

Spannungs-Frequenz-Wandler mit einfacher Versorgungsspannung

Bild 1 zeigt die einfache Schaltung für diesen Anwendungsfall. Die Rechteck-Ausgangsfrequenz überstreicht einen Bereich von 0...10 kHz bei einer Eingangsspannung U_i zwischen 0 V und 10 V. Die Ausgangsfrequenz läßt sich mit dem Potentiometer P bei U_i=10 V auf 10 kHz kalibrieren. Die Plusbreite T wird von C_o und R_o bestimmt. Bei der angegebenen Dimensionierung beträgt sie 75 µs.

Frequenz-Spannungs-Wandler

Voraussetzung für die einwandfreie Funktion der Schaltung in *Bild 2* ist, daß die Breite der Eingangspulse kleiner ist als die Periode des internen monostabilen Impulsgebers. Diese Pulsbreite errechnet sich nach der Formel $T = 1{,}1 \cdot R_o \cdot C_o$. Das Differenzierglied am Eingang (bestehend aus C1, R1 und R2) bereitet die Eingangsimpulse so auf, daß der 4151 sicher getriggert wird. Bei Ansteuerung mit sinusförmigen Signalen muß ein Komparator vorgeschaltet werden, der die erforderlichen steilen Flanken erzeugt. Auch diese Schaltung arbeitet linear bis zu einer Eingangsfrequenz von 10 kHz, die einer Ausgangsspannung von 10,0 V entsprechen. Die Ausgangsspannung an Pin 1 wird mit dem Potentiometer P kalibriert. Scho.

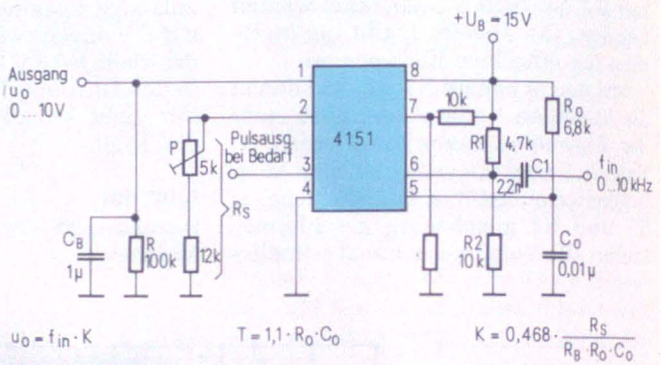


Bild 2. Schaltung für f/u-Wandlung bis zu 10 kHz Eingangsfrequenz

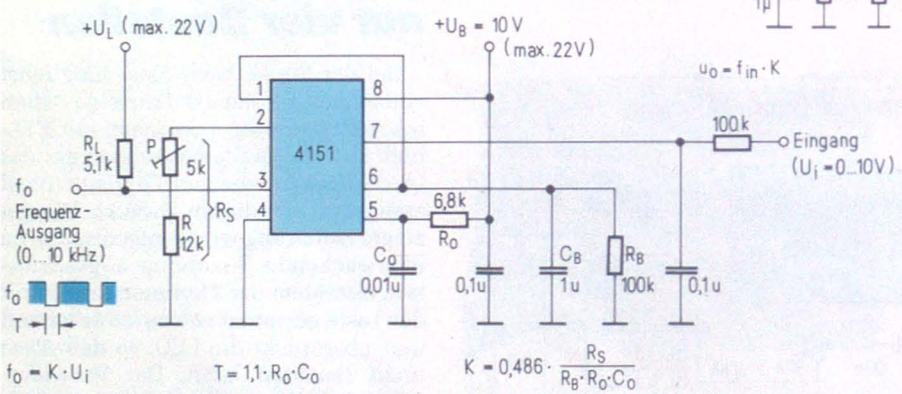


Bild 1. Einfache Schaltung für einen u/f-Wandler mit dem Baustein 4151

Literatur

Linear Integrated Circuits, 4151 Applications; Data Modul, 8000 München 21, Landsberger Straße 289.

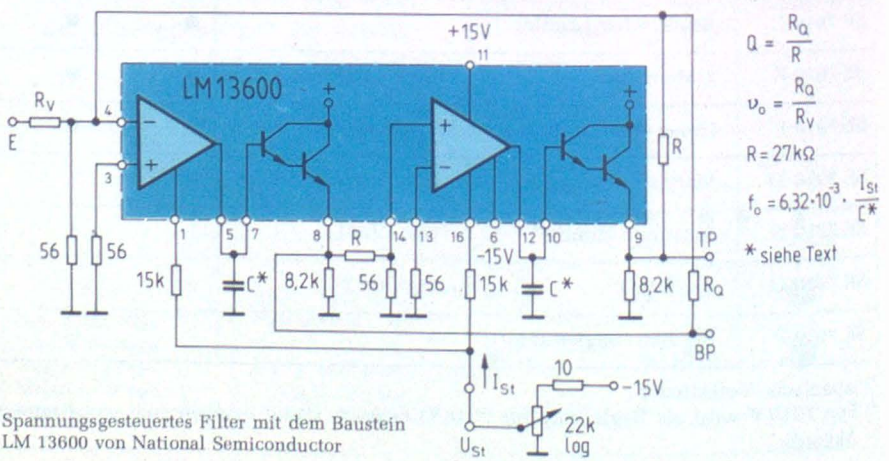
Schaltungskniff

Spannungsgesteuertes Universalfilter

Eine bekannte Möglichkeit, spannungsgesteuerte Filter zu realisieren, ist die Verwendung stromgesteuerter Operationsverstärker – sog. OTAs (operational transconductance amplifier). Das IC LM 13600 enthält zwei OTAs sowie zwei Impedanzwandler. Mit der im *Bild* wiedergegebenen Schaltung läßt sich deshalb besonders einfach ein spannungsgesteuertes Universalfilter aufbauen. Die maximal an Eingang oder Ausgang auftretende Spitzenspannung darf 10 V nicht überschreiten. Der Gütefaktor Q, die Verstärkung v_o bei Resonanz und die Grenzfrequenz f_o bei gegebenem Steuerstrom lassen sich mit den angegebenen Formeln bestimmen. Dabei ist zu berücksichtigen, daß die größte Resonanzfrequenz beim größten Steuerstrom auftritt (Steuerstrombereich 0,1 µA...1000 µA).

Will man den Bereich von 20 Hz bis 20 kHz ausnutzen, so ergibt sich für die Kondensatoren C ein Wert von 330 pF. Mit Hilfe der beiden 15-kΩ-Widerstände läßt sich das Filter auch mit einer Spannung steuern.

Günther Pichlmaier



Spannungsgesteuertes Filter mit dem Baustein LM 13600 von National Semiconductor

Ing. (grad.) Jürgen Rawald

Stereo-Vektorskop

1. Teil

Dieses Gerät ist ein nützliches Hilfsmittel zur optischen Darstellung und Kontrolle des Stereo-Klangbildes sowie zum Justieren der Tonkopfspalte in Bandgeräten; es kann auch als grobe Aussteuerungsüberwachung oder als rein visuelle Ergänzung zum Stereo-Klangerlebnis dienen. Das Gerät kann je nach Bedarf ins Mischpult eingebaut oder in einem Gehäuse extern (z. B. für den Service) betrieben werden. Um das Konzept für die Schaltung klar herauszustellen, wird bewußt auch auf die theoretischen Überlegungen eingegangen.

Einleitung

In der Studiotechnik ist es schon lange üblich, eine Stereo-Aufnahme über ein Vektorskop zu kontrollieren. Zur Darstellung der Tonsignale werden die bekannten Lissajous-Figuren herangezogen, indem einer Oszilloskop-Röhre das linke Signal auf das eine Plattenpaar und das rechte Signal auf das andere Paar gegeben wird. Beim normalen Oszilloskop ist es jedoch unschön, daß dann z. B. das reine linke Signal als senkrechter Strich, das rechte als waagerechter und ein kohärentes[1]) Monosignal (M = L + R) als 45°-Linie abgebildet wird.

Deshalb ist beim Vektorskop die Bildröhre um 45° nach links verdreht. Man hat dadurch eine Art Einblick von oben auf die Hörfläche des Klanggeschehens. Es handelt sich hier, wohlgemerkt, um eine zweidimensionale Anzeige mit radialer Achse (Aussteuerungskomponente) und mit zirkularer Achse (geometrische Winkelzuordnung).

In *Bild 1* sind die vier möglichen Grundformen von Stereosignalen auf einem Vektorskop dargestellt. In *Tabelle 1* finden wir die heute üblichen Bezeichnungen.

Tabelle 1.
Übliche Bezeichnungen der Signale

Linkes Signal	= L (Bild 1.1)
Rechtes Signal	= R (Bild 1.2)
Mitten- oder Monosignal	= M (Bild 1.3)
Seiten- oder Differenzsignal	= S (Bild 1.4)

[1]) kohärent = Betrags- und Phasengleichheit verschiedener Signale. (Ein Stereosignal ist dagegen praktisch inkohärent; völlig inkohärent sind zwei verschiedene Rauschquellen.)

Der mathematische Zusammenhang wird durch folgende Gleichungen dargestellt (wobei hier der Faktor 0,5 bzw. 2 nicht berücksichtigt wird):

$$L = M + S$$
$$R = M - S$$

$$\boxed{M = L + R}$$

$$S = L - R$$

Auf dem Vektorskop sind alle Werte zwischen links und rechts sichtbar und können somit Aufschluß geben über den Standort einer Schallquelle, wenn eine solche z. B. über ein sog. Stützmikrofon mit Einblendung über ein Panorama-Poti erfolgt. Interessant ist dabei, daß hier auch die Signale außerhalb von links und rechts angezeigt werden, im Extremfall also das reine Seitensignal wie im Bild 1.4, das ja bei Monoschaltung zu Null würde.

In der Praxis kommen alle Zwischenwerte der in Bild 1 erwähnten Lissajous-Figuren vor. Ganz allgemein kann man behaupten, daß für eine vernünftige Stereo-Darbietung der Bereich zwischen –45° und +45° gegenüber der Monolinie (≙ Senkrechten) integral gesehen voll ausgefüllt sein sollte.

Die früher manchmal übliche „Ping-Pong-Stereofonie" würde tatsächlich nur die Bilder 1.1 und 1.2 wiedergeben, während bei der „Trickstereofonie" auch die Flächen zwischen L und S bzw. R und S vielfach vorkommen. Bei Aufnahmen mit nur einem echten Stereo-Mikrofon wird gar kein oder nur ein schwaches Seitensignal (durch raumakustische Eigenschaften) zu erwarten sein. Ein verpoltes Monosignal oder die (reine) Seiteninformation wird dagegen wie in Bild 1.4 dargestellt.

Die Bildfläche des in *Bild 2* gezeigten Stereo-Vektorskops ist aus einer mit Leuchtdioden aufgebauten Matrix aufgebaut, was folgende Vorteile mit sich bringt:

- preiswert gegenüber Braunscher Röhre,
- kompakt und leicht,
- niedrige Betriebsspannung und Stromaufnahme,
- farblich unterteilte Bildfläche möglich.

Außerdem ist in diesem LED-Feld das untere Dreieck des normalerweise auf der Spitze stehenden Anzeigequadrates nicht vorhanden. Es würde nur die negativen Informationen enthalten, die für diesen Zweck uninteressant sind.

Die hier gewählten neun Zeilen und Spalten zur Anzeige erwiesen sich als ein vernünftiger Kompromiß; übrigens sollte die Anzahl ungerade sein, damit Anzeigen in Form von Bild 1 überhaupt möglich werden. Der wichtige und echte Stereo-Bereich, also innerhalb der Signale L und R, wurde mit grünen Leuchtdioden und der Rest des Feldes mit roten Anzeigen bestückt. Mit den roten LEDs werden einwandfrei die als „Überbasis" bekannten Signale, Seiteninformationen und Verpolungen angezeigt. Man könnte diese Fläche auch als „verbotenen Bereich" bezeichnen.

Verwendung des Stereo-Vektorskops

Überwachung von Stereo-Aufnahmen

Bei einem echten Stereo-Signal soll die Fläche zwischen L und R möglichst

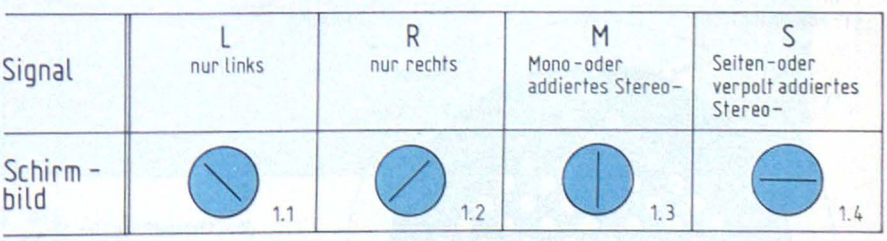


Bild 1. Darstellung der vier möglichen Grundformen eines Stereo-Signals auf einem Vektorskop. Das X-Y-Koordinatensystem der Oszilloskop-Röhre oder der LED-Matrix ist für diesen Zweck um 45° nach links gedreht

satt ausgefüllt sein. Fehler in der Aufnahme-Anlage sind sofort erkennbar, z. B. bei Ausfall eines Kanals (nur 45°-Strich), Kanal-Kurzschluß oder Fehlschaltung, die zur Mono-Wiedergabe führt (nur senkrechter Strich) oder Verpolung bei Mono-Schaltung (nur waagerechter Strich).

Wer Aufnahmen mit Stützmikrofonen über Panorama-Einsteller macht, kann sich zudem den Hörwinkel vorher optisch einstellen.

Überschlägige Aussteuerungskontrolle

Die angezeigte Länge einer Koordinate ist dem Eingangspegel ziemlich linear proportional (nicht wie eigentlich erforderlich logarithmisch). Übersteuerungen können wegen des fehlenden Übersteuerungsbereiches nur dadurch festgestellt werden, daß die letzten LEDs heller als die übrigen erscheinen.

Die *Tabelle 2* gibt die durchschnittliche Ansprechempfindlichkeit der LED-Matrix für das auf einen 1-V-Pegel (Effektiv-Wert bei 1 kHz) eingestellte Gerät wieder. Die LED-Numerierung versteht sich von der untersten bis zur obersten Anzeige für L, M oder R.

Tabelle 2.
Ansprechempfindlichkeit der LED-Matrix

LED-Nr.	1	2	3	4	5
U [mV]	–	240	480	600	900
P [dB_s]²)	–	–10	–4	–2	+1,5

²) dBs = absoluter Spannungspegel mit dem Bezugspunkt 0 dBs ≙ 0,775 V; er entspricht nur spannungsmäßig dem absoluten Leistungspegel in dBm und sollte deshalb dann benutzt werden, wenn nicht mit 600-Ω-Anpassung gearbeitet wird. (0 dBm = 1 mV an 600 Ω ≙ 0,775 V) Die Einheit dBs (zuweilen auch dB_u und dB_{TC} benannt) ist bis jetzt nur eine Empfehlung und noch nicht genormt.

Justieren von Stereo-Tonköpfen im Bandgerät

Zum Justieren eines Mono-Kopfspaltes ist üblicherweise nur ein Outputmeter während des Abspielens einer hohen Frequenz (10 kHz oder höher) auf maximalen Ausschlag erforderlich (ziemlich genau funktioniert das übrigens auch gehörmäßig unter Verwendung eines Bandes mit Weißem Rauschen!).

Um jedoch Stereo-Tonköpfe mechanisch exakt auf die elektrische Spaltsenkrechte zu justieren, ist entweder ein Zweistrahl-Oszilloskop oder ein Vektorskop erforderlich. Die Kopf-Justage erfolgt hier einfach mit dem LED-Vektorskop, indem mit einer hohen Frequenz ein möglichst schmaler, senkrechter Strich angestrebt wird (*Bild 3*). Teilweises Ausbrechen zu Ellipsen oder Kreisen ist dabei allerdings durch den Bandlauf des jeweiligen Gerätes bedingt. Eine waagerechte Linie darf sich jedoch keinesfalls ergeben. Übrigens sollte man bei der Kopfjustage nicht gleich mit einer hohen Frequenz beginnen, sondern sich von unten „herantasten", um Pseudomaxima³) auszuschließen.

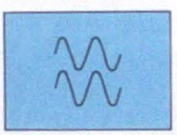
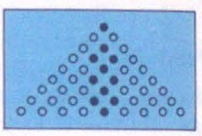
Meßgerät	Zweistrahl-Oszilloskop	Einstrahl-Oszilloskop	LED-Vektorskop
Abgleich-Bedingung	beide Wellenzüge müssen möglichst übereinander stehen	möglichst schmaler, schräger Strich (im Vektorskop senkr.)	möglichst schmale, senkrechte Linie
Schirmbild	 3.1	3.2	 3.3

Bild 3. Methoden zum Justieren von Stereo- oder Mehrspurköpfen in Magnetbandgeräten

³) Pseudomaxima = vorgetäuschte Maxima, die hier z. B. bei leichter Kopfschiefstellung dadurch entstehen können, daß ab einer bestimmten Frequenz und deren Oberwellen die Abtastspalten der beiden Spuren um eine Wellenlänge in der Bandaufzeichnung versetzt sind. Zwischen den Maxima liegen logischerweise Minima.

Bandlaufkontrolle von Stereo-Bandgeräten

Wie schon erwähnt, muß sich beim Abspielen einer hohen Frequenz im Mono-Betrieb ein möglichst senkrechter Strich ergeben. Sind die Ausbrechungen zu Ellipsen oder Kreisen zu groß, kann auf einen schlechten Bandlauf geschlossen werden.

Verwendung als optischer Blickfang

Zusätzlich kann das LED-Vektorskop natürlich auch als optischer Gag bei einer musikalischen Darbietung dienen. Wer den Aufwand nicht scheut, hat die Möglichkeit, durch Ergänzung der Schaltung auch ein großes Lampenfeld über Triacs für den Einsatz in der Diskothek oder im Partyraum anzusteuern (VDE-Bestimmungen beachten!).

Anmerkung

Um Enttäuschungen zu vermeiden, muß darauf hingewiesen werden, daß dieses LED-Feld (auch wenn das hier fehlende untere Dreieck vorhanden wäre) nicht als Oszilloskop-Ersatz für den Tonfrequenzbereich dienen kann. Lissajous-Figuren werden nicht im herkömmlichen Sinn als saubere Bilder angezeigt; man kann sie eher nur ahnen, bedingt durch die relativ grobe Auflösung und das Schaltverhalten. Leider geben die am Schluß genannten Literaturhinweise eine andere und euphorischere Darstellung wieder (z. B. soll dort schon mit einer 5 x 5-Matrix ein Phasenfehler von nur 1° feststellbar sein?!).

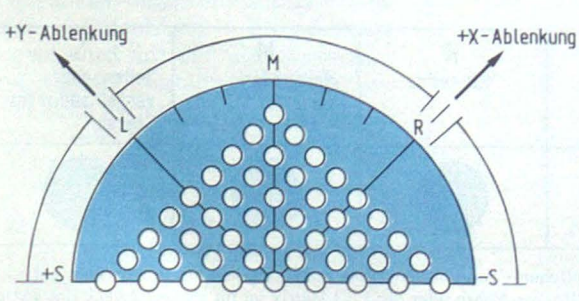


Bild 2.
Zur Darstellung der Signalanteile dient ein farbiges LED-Feld

Schaltung

Den Aufbau der Schaltung zeigt die Blockschaltung in *Bild 4*. Da die in der Literatur vorhandenen Schaltungen mit

dem IC UAA 170 vor allem bei höheren Frequenzen nicht brauchbar waren, wurden sie vom Verfasser für einen vernünftigen Einsatz entsprechend abgewandelt und modifiziert. Die *Bilder 5* und 6 zeigen die Schaltungen für die X- und Y-Ablenkung. In diesen Schaltungen wurde der Baustein UAA 180 zur LED-Austeuerung verwendet. Der UAA 180 ist zwar normalerweise für ein aufaddierendes Leuchtband gedacht, jedoch kann man diese vom Hersteller gewollte Eigenart unter Weglassen bestimmter Ausgänge umgehen. Die dabei allerdings erkaufte Anzeige-Unlinearität spielt für diesen Zweck praktisch keine Rolle.

Die Eingangsschaltungen für die X- und Y-Ablenkung sind identisch. Der Eingangstiefpaß wirkt unabhängig von der Verstärkungseinstellung (R 115/215). Durch Brücken oder externe Schalter kann die Vorverstärkung zweimal um 10 dB angehoben werden.

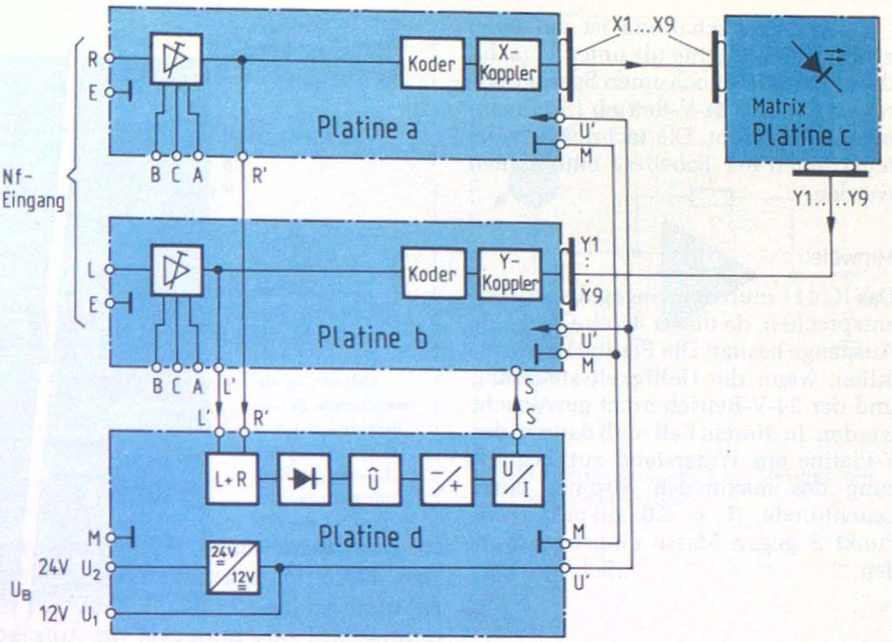


Bild 4. Blockschaltbild und Anschlußschema des Vektorskops

Eine Schutzschaltung gegen Übersteuerung verhindert das Aufleuchten nichtbeteiligter Leuchtpunkte der Matrix. Die Spannungskappung erfolgt dabei mit zwei antiparallenen grünen LEDs (D 111...D 114).

Eine zusätzliche Steuerschaltung erlaubt eine wesentlich hellere Bildwiedergabe und automatische Nullpunktabschwächung im LED-Display (*Bild 7*). Normalerweise würden die Leuchtdioden bei zunehmender Aussteuerung immer dunkler erscheinen, da die konstante Leuchtstärke einer LED sich bei Impulsansteuerung auf mehrere Dioden verteilt (im Oszilloskop tritt der gleiche Effekt auf). Um nun einen annähernd gleichen Helligkeitseindruck auch bei voller Aussteuerung zu bekommen, werden hier die LEDs durch einen Steuertransistor kurzzeitig mit bis zu 100 mA betrieben (das ist noch zulässig). Der Steuertransistor bezieht seine Information aus der Eingangsspannungshöhe auf folgende Weise:

Die schon verstärkten L- und R-Signale werden summiert (Monobildung), dann erfolgt eine Spitzenwertgleichrichtung mit kleiner Zeitkonstante, Phasenumkehr, Abtrennung der Grundgleichspannung mit der Z-Diode D 411 und Umwandlung der Spannungs- in eine Stromsteuerung im T 411. Ein statischer Leuchtpunkt ist entsprechend dunkel (mit R 422 veränderbar), die dynamische Helligkeit läßt sich mit dem Trimmer R 423 einstellen.

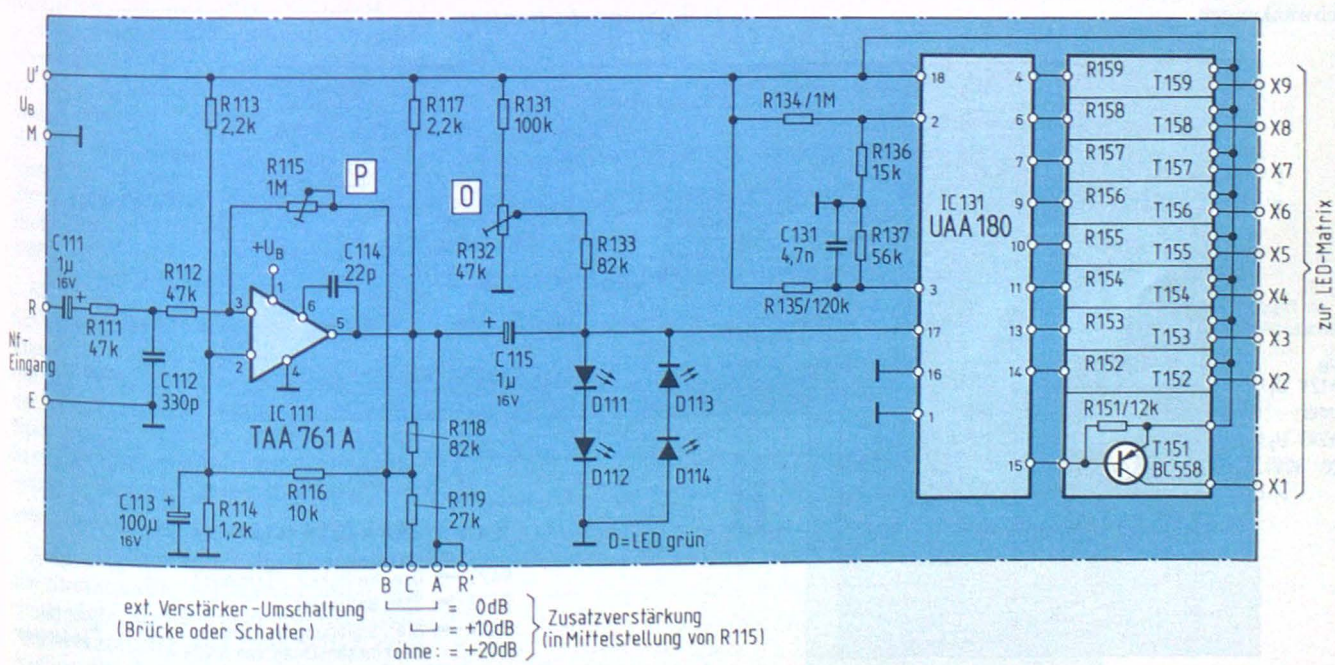


Bild 5. Schaltbild der X-Ablenkung (Platine a)

Diese Steuerschaltung ist auf einer zusätzlichen Platine (d) untergebracht, die gleichzeitig noch einen Spannungsregler für den 24-V-Betrieb (Studioanlagen) beinhaltet. Die technischen Daten können der *Tabelle 3* entnommen werden.

Hinweis:

Das IC 411 muß dem angegebenen Typ entsprechen, da dieser 4fach-OP offene Ausgänge besitzt! Die Platine kann entfallen, wenn die Helligkeitssteuerung und der 24-V-Betrieb nicht gewünscht werden. In diesem Fall muß dann in der Y-Platine ein Widerstand zur Begrenzung des maximalen Stromes einer Leuchtdiode (I = 20...40 mA) vom Punkt S gegen Masse eingebaut werden. *(Schluß folgt)*

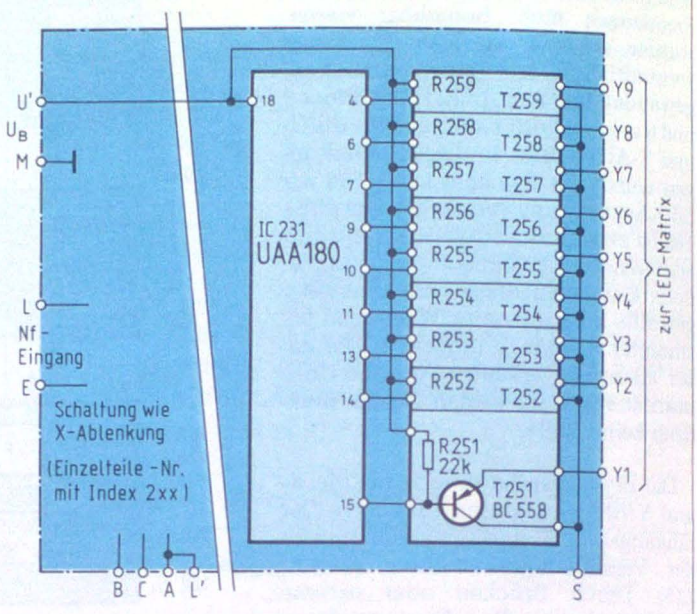


Bild 6. Schaltbild der Y-Ablenkung (Platine b). Dargestellt ist nur der von der X-Ablenkung abweichende Schaltungsteil zur Ansteuerung der LED-Matrix. Dies muß auch bei der Bestückung der Platinen a und b berücksichtigt werden

Tabelle 3. Technische Daten

Betriebsspannung	U_B	= 12/24 V, wahlweise (12...30 V)
Stromaufnahme (bei 12 V)	I_B	= 45...55 mA statisch = 45...110 mA dynamisch (abhängig von LED-Helligkeit)
Eingangswiderstand	Z_{in}	≧ 47 kΩ asym. (frequenzabhängig)
Eingangsempfindlichkeit	U_{in}	= 6 mV ≙ –42 dBs (für Vollaussteuerung bei max. Verstärkung)
Frequenzbereich	Δf	= 20...18 000 Hz
Auflösbarer Phasenfehler	φ	≧ 4°

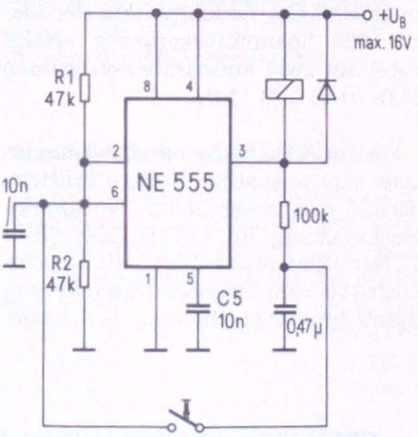
Die Schaltung ist unempfindlich gegen U_B-Schwankungen.

Timer 555 als Flipflop

Eine bistabile Funktion des 555 wird mit der Schaltung im *Bild* erreicht. Sie kann zum Beispiel zum Ein- und Ausschalten eines Relais mit einem Digitaster dienen. Die Funktionsweise des 555 dürfte allgemein bekannt sein, da schon viele Anwendungsbeispiele veröffentlicht wurden (siehe auch Heft 11 und 12/1980).

Mit einem Kondensator von etwa 10 nF parallel zu R1 oder R2 wird ein definierter Zustand am Ausgang (Pin 3) nach Anlegen der Betriebsspannung erreicht. Der maximal zulässige Ausgangsstrom von 200 mA bestimmt den Mindestspulenwiderstand des Relais.

H. P. Sturm, C. Blattnik



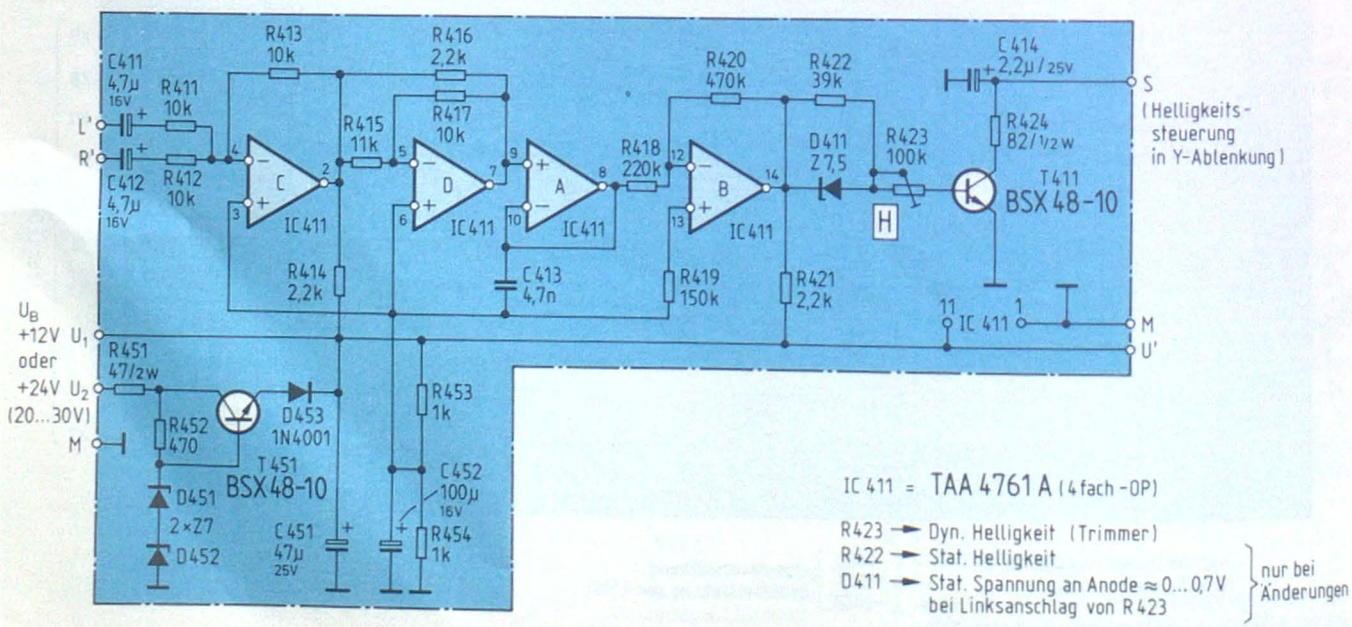


Bild 7. Helligkeitssteuerung für die LED-Matrix und Spannungsstabilisierungsteil

Rudolf Brockmann

Differenz-temperatur-Meßgerät

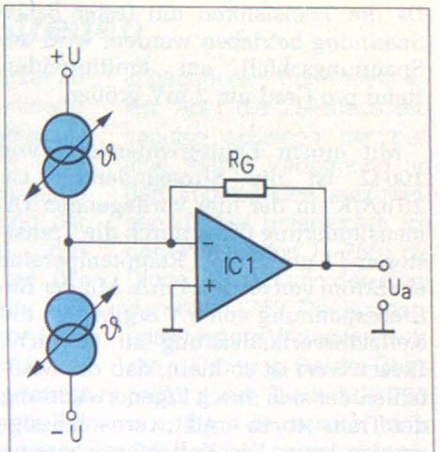


Bild 1. Prinzipschaltbild zur Messung von Temperaturdifferenzen

In dieser Bauanleitung wird ein Temperaturmeßgerät beschrieben, das im Gegensatz zu den bekannten Geräten die Differenztemperatur zwischen zwei Meßpunkten anzeigt. Es eignet sich daher zur Messung von Übertemperaturen, d. h. Abweichungen von der Raumtemperatur, zur Messung von Temperaturverteilungen z. B. an Halbleiterkühlkörpern oder in Gerätegehäusen.

Da der Aufbau sehr einfach ist, kann das Gerät auch zur Überwachung von frei wählbaren Grenztemperaturen eingesetzt werden. In diesem Fall muß das Anzeigeinstrument am Ausgang durch einen Komparator ersetzt werden. Ein besonderer Vorteil dieses Temperaturmeßgerätes ist die lineare Skala des Anzeigeinstrumentes. Der maximale Meßbereich beträgt 100°.

Wirkungsweise

Das Schaltungsprinzip ist in *Bild 1* dargestellt. Das Gerät besteht aus komplementär aufgebauter Stromquelle und Stromsenke sowie einem Anzeigeverstärker. Stromquelle und -senke sind in Reihe geschaltet und in gleicher Weise von der Temperatur abhängig. Bei gleicher Temperatur wird der gesamte von der Stromquelle gelieferte Strom von der Senke übernommen, es fließt kein Strom in den Operationsverstärker IC 1.

Steigt die Temperatur an dem Meßfühler, der die Stromsenke darstellt, so nimmt der aufgenommene Strom linear mit der Temperatur zu. Als Folge fließt der Differenzstrom vom Ausgang des Operationsverstärkers über R_G in die Senke und es entsteht eine der Differenztemperatur proportionale Ausgangsspannung.

Steigt dagegen auch die Temperatur der Stromquelle, so nimmt auch der eingeprägte Strom linear mit der Temperaturerhöhung zu. Dies wirkt dem Anstieg der Ausgangsspannung entgegen.

Schaltungsbeschreibung

Bild 2 zeigt das Gesamtschaltbild des Differenztemperaturmessers. Die Stromsenke besteht aus dem npn-Transistor T1 und den Widerständen R1...R3. Die Stromquelle wird aus dem pnp-Transistor T2 mit den Widerständen R4...R6 und dem Trimmpotentiometer P1 gebildet. Mit P1 wird bei gleicher Temperatur von T1 und T2 der Strom aus der Quelle so eingestellt, daß er von der Senke voll aufgenommen wird, d.h. die Ausgangsspannung von IC 1 Null wird.

Die Kollektoren und damit die Gehäuse von T1 und T2 haben gleiches Potential und können daher direkt als temperaturempfindliche Tastspitzen ausgebildet werden. Die Gehäuse liegen auf dem „virtuellen Massepotential" des Verstärkereingangs von IC 1.

Die Stromsenke mit T1 ist die Tastspitze für die höhere Temperatur. Die Temperaturabhängigkeit des Stromes durch T1 bzw. T2 ist dadurch gegeben, daß die Basis-Emitterspannung bei Si-Transistoren mit ca. 2 mV/K abnimmt.

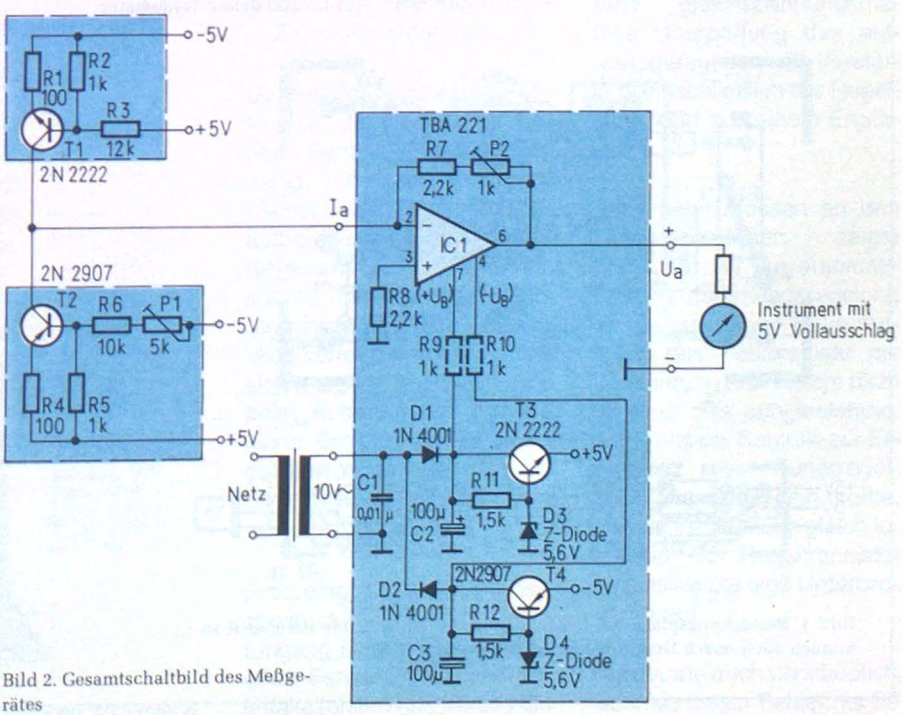


Bild 2. Gesamtschaltbild des Meßgerätes

Da die Transistoren mit fester Basis-Spannung betrieben werden, wird der Spannungsabfall am Emitterwiderstand pro Grad um 2 mV größer.

Mit einem Emitterwiderstand von 100 Ω ist die Stromänderung ca. 20 µA/K. In der hier vorliegenden Dimensionierung fließt durch die Transistoren T1 und T2 bei Raumtemperatur ein Strom von etwa 1,1 mA. Mit der Betriebsspannung von 5 V ergibt sich die Kollektorverlustleistung zu 5,5 mW. Dieser Wert ist so klein, daß der Meßfehler, der sich durch Eigenerwärmung der Transistoren ergibt, vernachlässigt werden kann. Die Kollektorrestströme von T1 und T2 sowie der Offsetstrom des Operationsverstärkers sind ebenfalls so gering, daß sie das Meßergebnis nicht nennenswert beeinflussen.

Die Verstärkung des Anzeigeverstärkers IC 1 und damit der Vollausschlag des Anzeigeinstrumentes werden mit P2 eingestellt. T3 und T4 dienen zur Stabilisierung der Betriebsspannung ±5 V.

Aufbau und Inbetriebnahme

Das Mustergerät ist in ein kleines Gehäuse eingebaut, das die bestückte Leiterplatte und den Netztransformator enthält. Auf ein Anzeigeinstrument wurde verzichtet; ein Vielfachinstrument wird einfach über zwei Telefonbuchsen bei Bedarf angeschlossen. Die beiden Tastköpfe sind je über ein 3adriges Flachkabel mit dem Grundgerät verbunden.

Bild 3 zeigt die Leiterbahnzeichnungen der verwendeten Leiterplatten. Die Bestückung der Leiterplatten ist aus *Bild 4* ersichtlich. Zu beachten ist, daß das Potentiometer P1 für die Nullpunkteinstellung auf der Rückseite der Leiterplatte angelötet ist, um den Tastkopf möglichst klein zu halten. Die Leiterplatten der Tastköpfe mit den Transistoren werden mit passendem Schrumpfschlauch überzogen (Emitternase der Transistoren abgeschnitten). Sicher lassen sich die Tastköpfe noch mechanisch günstiger gestalten. Um die Tastköpfe möglichst klein zu halten, können die Widerstände R1...R6 auch im Gehäuse untergebracht werden.

Zur Eichung des Gerätes benötigt man zwei Gefäße, genügend Eisstücke und eine Kochplatte. In eines der Gefäße – günstig ist ein wärmeisolierter Eisbehälter – werden zerkleinerte Eisstücke und etwas Wasser gefüllt. Nun werden beide Transistorgehäuse der Tastköpfe in das Wasser eingetaucht (natürlich darf kein Wasser an die Anschlußdrähte kommen). Beide Transistoren sind nach angemessener Zeit auf 0 °C abgekühlt. Jetzt wird P1 auf der Leiterplatte „Stromquelle" so eingestellt, daß die Ausgangsspannung des Gerätes 0 V anzeigt.

Der Transistor T1 (Tastkopf für die höhere Temperatur) wird nun in ein Gefäß mit kochendem Wasser (100 °C) eingetaucht. Das Anzeigeinstrument schlägt aus und wird mit P2 auf Vollausschlag für den Meßbereich 100 °C (das entspricht 5 V) eingestellt. Damit ist die Eichung bereits beendet.

Im praktischen Einsatz werden der oder die Tastköpfe mit etwas Wärmeleitpaste an die Meßstelle angekoppelt. Der Aufbau des Gerätes ist unkritisch, Spezialteile werden nicht benötigt.

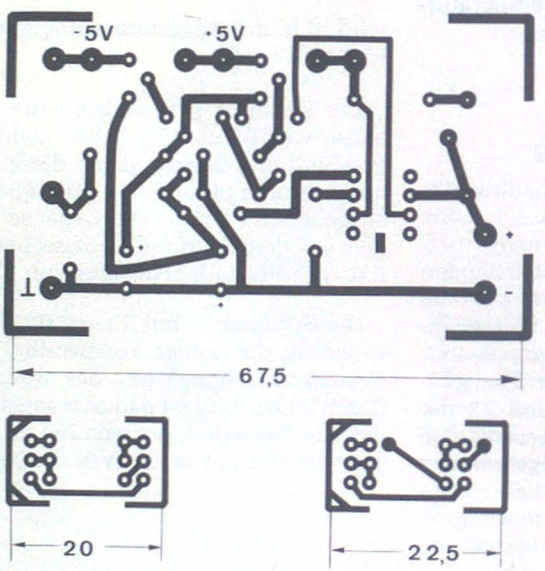


Bild 3. Platinenlayouts für Grundplatine und Temperaturfühler; links für die höhere Temperatur, rechts für die tiefere Temperatur

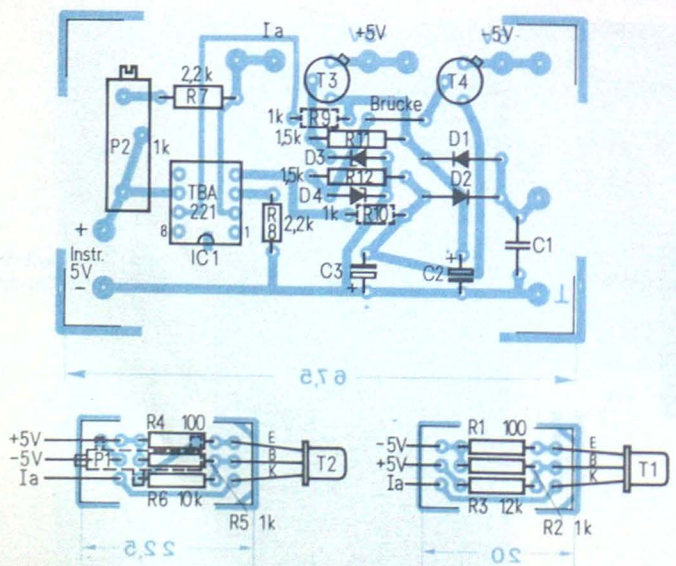


Bild 4. Bestückungspläne der Leiterplatten. Die Widerstände R 9 und R 10 können auch durch Drahtbrücken ersetzt werden

Stichworte zum Inhalt

Transistor-Temperaturfühler, Stromsenke, Thermometer-Eichung, TBA 221, 741.

Ing. (grad.) Jürgen Rawald

Stereo-Vektorskop

2. Teil

Im ersten Teil dieser Bauanleitung wurden Schaltung und Funktion des Vektorskops erklärt. Es folgen jetzt Hinweise zur Platinenbestückung und zum praktischen Aufbau.

Bestückung der Platinen

Der praktische Aufbau erfolgt auf vier Platinen. Für die beiden Eingangsstufen werden die gleichen Layouts benutzt, so daß hier zwei gleiche Platinen (*Bild 8*) erforderlich sind. Die Bestükkung unterscheidet sich praktisch nur bei den Kopplern. Die Y-Platine wird nach *Bild 9* bestückt und mit der Drahtbrücke „Y" versehen.

Bei der X-Platine müssen dagegen die neun Transistoren verdreht (Basisanschluß entsprechend verbiegen!) und die Drahtbrücke „X" eingesetzt werden.

Die c-Platine (*Bild 10*) dient zur Aufnahme der Leuchtdioden. Um die Printplatte einfach- (und nicht doppelt-)kaschiert herzustellen, sind auf der Platine nur die Leiterbahnen für die LED-Anoden vorgesehen. Die Katoden-Anschlüsse werden lediglich durchgesteckt und nach ca. 8 mm abgeschnitten, um sie dann konventionell und zeilenweise nach *Bild 11* mit Schaltdraht zu verlöten; die Enden werden mit den Lötaugen für die Y-Ansteuerung verbunden. Es werden hier 25 grüne und 20 rote Leuchtdioden gebraucht; die farbliche Zuordnung geht aus Bild 2 hervor.

Die Platine d enthält die Helligkeitssteuerung und nach Bedarf eine Spannungsstabilisierung (*Bild 12*). Wird an U_1 eine externe 12-V-Spannung angeschlossen, können beim Bestücken nach *Bild 13* folgende Bauteile entfallen: R 451, R 452, D 451, D 452, D 453 und T 451.

Erforderliche Bauteile

Die in den Schaltungen angegebenen Bauteiletypen können bis auf einige Ausnahmen variiert werden. Spezialbauteile sind:

IC 131/IC 231 = UAA 180
IC 111/IC 211 = TAA 761 A (Siemens)
IC 411 = TAA 4761 A (Siemens)
Für alle anderen Teile mögen die Hinweise in *Tabelle 4* dienen.

Mechanischer Aufbau

Die vier Platinen und eine 3 mm starke, beschriftete Frontplatte (110 mm x 73 mm mit entsprechenden Löchern zum Durchstecken der LED-Köpfe und zur Einbaumontage) werden mit drei Gewindestangen und passenden Distanzhülsen bzw. Muttern in Sandwich-Bauweise wie in *Bild 14* zusammengefügt. Hinter der Frontplatte, die gleichzeitig zur Befestigung beim Einbau dient, befinden sich drei angeklebte Muttern zur Aufnahme der Gewindestangen.

Die elektrischen Verbindungen der Prints untereinander sind aus dem Blockschaltbild (Bild 4) ersichtlich. Grundsätzlich werden nur gleichartige, alphanumerische Anschlußpunkte miteinander verbunden. Durch die gewählte Anordnung entstehen keine Leitungskreuzungen. Die Kennbuchstaben für die Anschlüsse sind aus den Bestückungs- bzw. Leiteransichten zu ersehen.

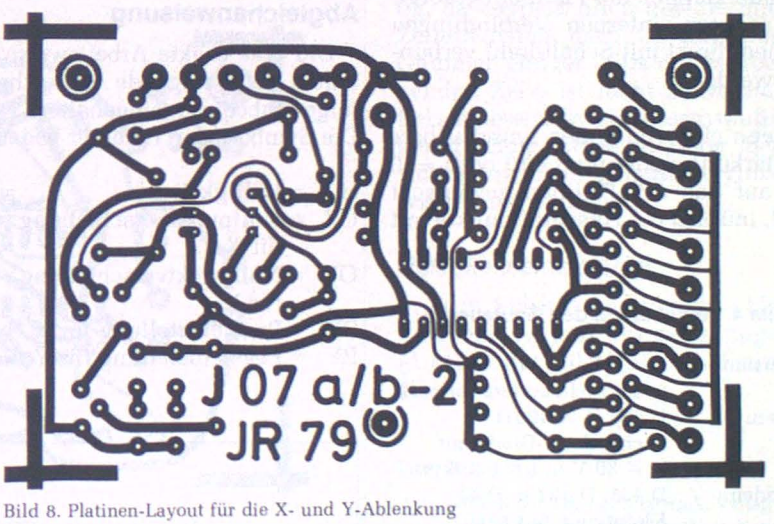


Bild 8. Platinen-Layout für die X- und Y-Ablenkung

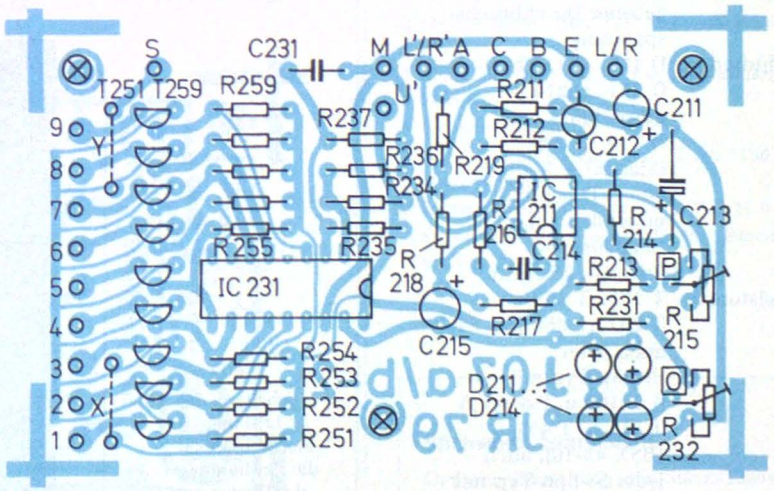


Bild 9. Bestückungsplan für die Y-Ansteuerung. Für die X-Ablenkung gelten folgende Abweichungen: Brücke „X" einlöten, Transistoren anders polen (siehe auch Text „Bestückung der Platinen")

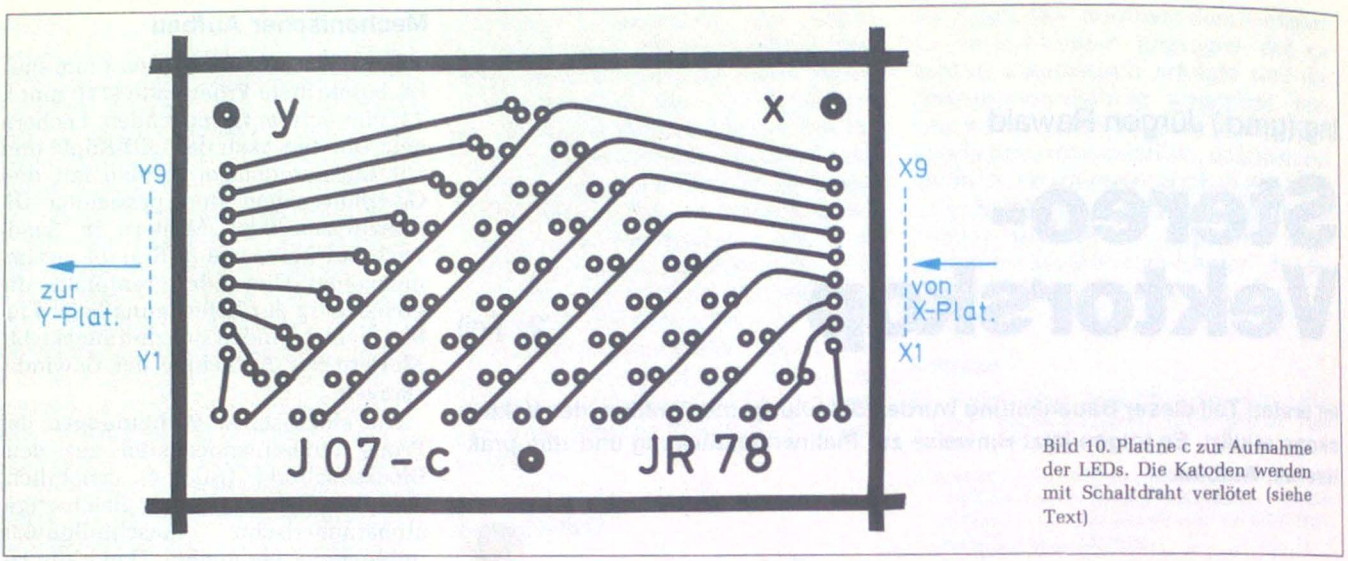


Bild 10. Platine c zur Aufnahme der LEDs. Die Katoden werden mit Schaltdraht verlötet (siehe Text)

Es empfiehlt sich, für die Verbindungen der Ansteuerplatinen zum LED-Feld 9adrige Bandkabel zu verwenden. Durch gefaltetes Einlegen zwischen den Prints ist für den Servicefall (Auseinanderklappen der Platinen) gesorgt. Die anderen, internen Verbindungen können direkt mit Schaltdraht verbunden werden.

Wenn eine von außen umschaltbare Verstärkungsänderung (+10 oder +20 dB) auf den a-/b-Platinen gewünscht wird, müssen die Anschlußpunkte mit abgeschirmtem Kabel zu einem Schalter herausgeführt werden; ansonsten werden in die Prints Drahtbrücken eingesetzt.

Tabelle 4. Angaben zu den Bauteilen

Widerstände:	P = 0,1...0,3 W, wenn nicht anders vermerkt
Dioden:	D 453 (1 N 4001), auch jede Si-Diode mit U ≧ 30 V u. I ≧ 0,2 A
Z-Dioden:	D 451, D 452 u. D 411 Kleintypen mit angegebener Durchbruchsspannung
Leuchtdioden:	D 111...D 114 bzw. D 211...D 214 = grüne LEDs D 319...D 399 (Matrix) = 3- oder 5-mm-Typen mit möglichst hoher Lichtausbeute (20x rot, 25x grün)
Transistoren:	T 151...T 159/ T 251...T 259 (BC 558), auch jeder Si-pnp-Typ mit β ≧ 100 u. I ≧ 0,1 A T 411 u. T 451 (BSX 45-10), auch jeder Si-npn-Typ mit β ≧ 50, I ≧ 1 A und P ≧ 3 W

Abgleichanweisung

Um eine exakte Arbeitsweise zu erhalten, sollte folgende Abgleichreihenfolge unbedingt eingehalten werden. Die Symbole der Trimmer bedeuten:

H	= Helligkeit	= R 423
OX	= Nullpunktverschiebung für X	= R 132
OY	= Nullpunktverschiebung für Y	= R 232
PX	= Pegeleinstellung für X	= R 115
PY	= Pegeleinstellung für Y	= R 215

Voreinstellung

(im stromlosen Zustand):

H auf Mitte, OX und OY auf max., PX und PY auf min.; jetzt Speisespannung anlegen (es muß nun die oberste LED in der Spitze leuchten).

Nullpunkteinstellung – statisch

PY bis zur 5. LED der R-Koordinate zurückdrehen, dann PX soweit zurückdrehen, bis die unterste mittlere LED (in der Mitte der Display-Basis) sicher aufleuchtet.

Pegeleinstellung

Gewünschten Eingangspegel u_1 am Tongenerator mit f = 10 kHz (hier 1 V ≙

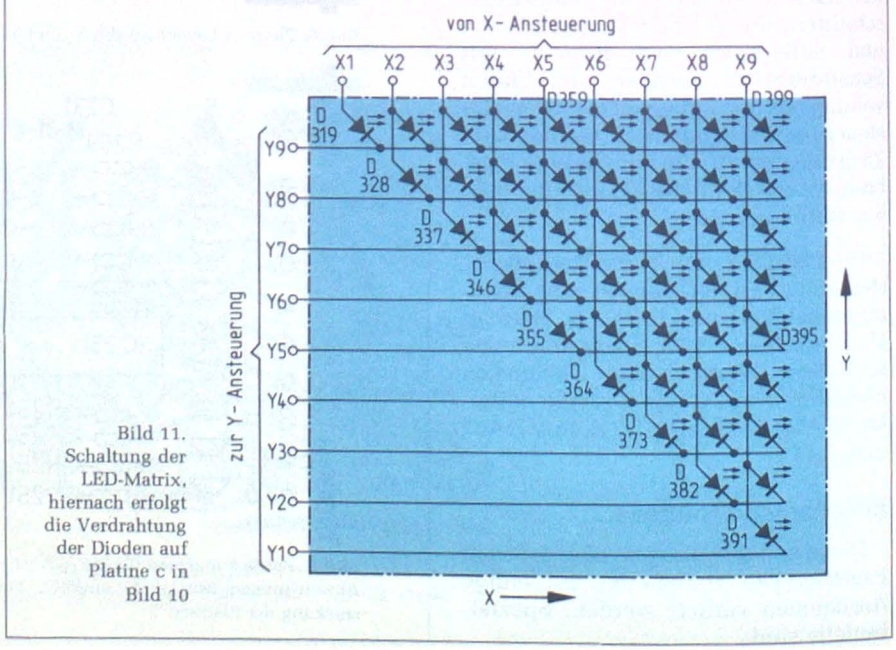


Bild 11. Schaltung der LED-Matrix, hiernach erfolgt die Verdrahtung der Dioden auf Platine c in Bild 10

2,2 dBs) einstellen. u_1 auf Eingang L geben; PY soweit aufdrehen, bis die letzte LED der L-Koordinate gerade sicher aufleuchtet. Danach u_1 auf Eingang R legen und mit PX die R-Koordinate einstellen.

Nullpunkteinstellung – dynamisch

Eingang L und R verbinden (≙ Mono) und u_1 aufschalten; es muß jetzt ein annähernd senkrechter Strich erscheinen. Bei Rechtslastigkeit OY etwas aufdrehen (bei Linkslastigkeit OX etwas aufdrehen), bis sich der gewünschte senkrechte Strich einstellt.

Daß die benachbarten Reihen schwach mitleuchten, läßt sich nicht vermeiden; nur sollte das gleichmäßig sein. Dieser Strich muß über den gesamten Tonfrequenzbereich bis ca. 10 kHz erhalten bleiben.

Beim Abschalten des Pegels u_1 darf nur die unterste LED leuchten, sonst Abgleich wiederholen.

Überprüfung der Anzeige

Beim Anlegen von 1-kHz-Pegeln an die Eingänge müssen sich jetzt folgende Figuren ergeben:

Y-Eingang/ Masse:	schräger Strich nach 45° links	(≙ L)
X-Eingang/ Masse:	schräger Strich nach 45° rechts	(≙ R)
XY-Eingang/ Masse:	senkrechter Strich	(≙ M)
X-Eingang/ Y-Eingang (erdfrei ohne Masse): (hier doppelter Pegel bzw. Erhöhung um 6 dB erforderlich)	waagerechter Strich	(≙ S bzw. Verpolung)

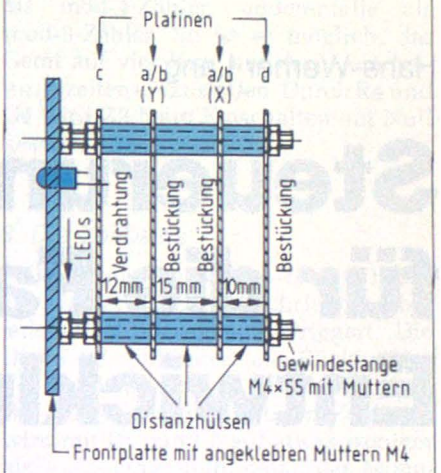


Bild 14. Nach Montage der Platinen in Sandwich-Bauweise erhält man ein kompaktes Gerät

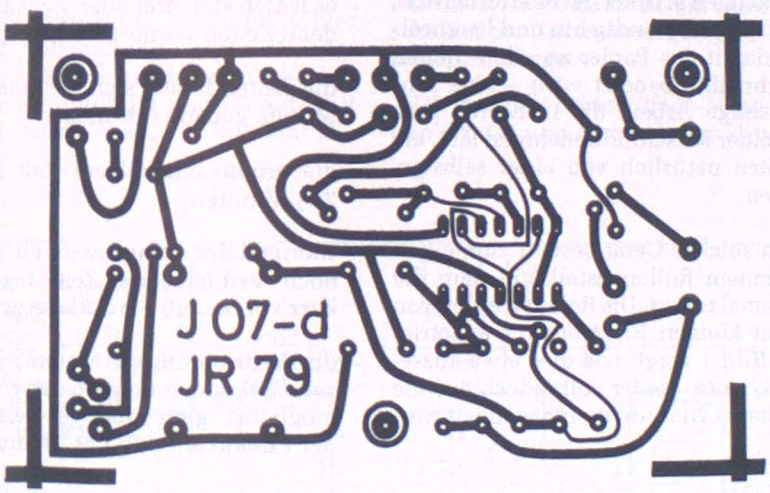


Bild 12. Die Platine d enthält die Helligkeitssteuerung sowie bei Bedarf eine Spannungsstabilisierung

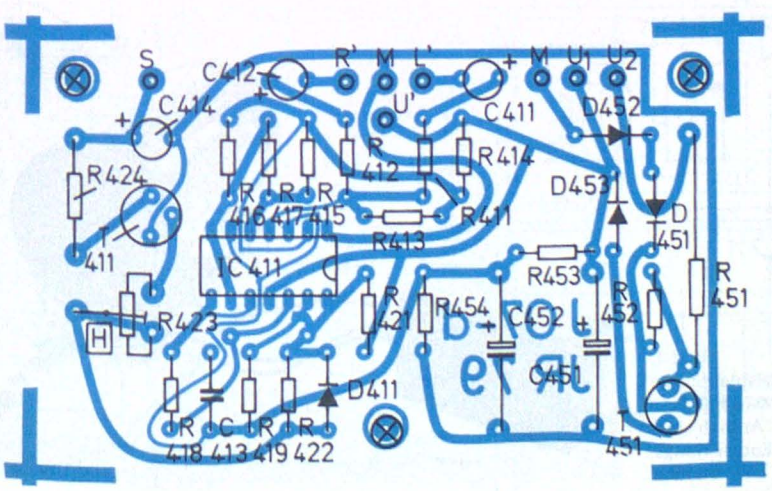


Bild 13. Bestückungsplan für die Platine d (Helligkeitssteuerung)

Der letzte Schritt ist besonders wichtig, da hauptsächlich nur die unterste Zeile leuchten darf. Ein geringfügiges Glimmen einiger LEDs der darüber liegenden Zeile ist nicht zu vermeiden. Bei stärkeren Abweichungen muß sonst der gesamte Abgleich unter Berücksichtigung oben genannter Hinweise wiederholt werden.

Helligkeitseinstellung

Zum Schluß gewünschte Helligkeit bei vollem Eingangspegel u_1 (1 kHz oder 10 kHz) mit H einstellen.

Literatur

[1] Handbuch der Tonstudiotechnik, Verlag Dokumentation Saur KG, München/New York.

[2] Elektor 1978, Heft Juli/Aug., „X-Y-LED-Display".

[3] ELEKTRONIK 1978, Heft 4, 2 ICs steuern LED-Feld an.

[4] Siemens-Datenbuch: IC 77/78.

[5] Siemens-Applikation zum UAA 180 (Gerken/Böckling).

[6] Siemens-Bauteile-Report 15 (1977), H. 6.

[7] Siemens-Schaltbeispiele 76/77, Pegelmesser mit log. Anzeige.

Stichworte zum Inhalt:

Optische Darstellung des Stereo-Klangbildes, Lissajous-Figuren, Seitensignal, LED-Matrix.

Hans-Werner Lang

Steuerung für die Farbbild-Entwicklung

Seit einigen Jahren gibt es für Fotoamateure die Möglichkeit, im Heimlabor auch Farbvergrößerungen zu machen. Insbesondere ist der Umkehrprozeß (Farbbilder direkt vom Dia) heute bereits fast so einfach wie die Schwarzweiß-Entwicklung.

Da Farbpapier in völliger Dunkelheit verarbeitet werden muß, hat sich anstelle der sonst üblichen Schalenentwicklung die Trommelentwicklung durchgesetzt. Dabei wird das Fotopapier nach der Belichtung so in die Entwicklungstrommel gelegt, daß es sich, mit der Schichtseite nach innen weisend, fest an die Innenwandung der Trommel schmiegt. Dann wird die Trommel mit einem Deckel verschlossen, der eine Öffnung zum Ein- und Ausgießen der Chemikalien hat, aber lichtdicht ist. Es kann nun die erste Lösung eingefüllt werden. Dies kann, wie auch die gesamte folgende Entwicklung, nunmehr bei vollem Licht geschehen.

Zwei Beispiele für einen solchen Entwicklungsprozeß sind:

A) Kodak Ektaprint 14 RC Papier/
Tetenal Prozeß UK 2
Temperatur: 24° C
1) Erstentwickler 3 min 30 s
2) Stoppbad 1 min 30 s
3) Wässerung und Zweitbelichtung (außerhalb der Trommel) 3 min
4) Farbentwickler 4 min
5) Wässerung 45 s
6) Bleichfixierbad 5 min
7) Schlußwässerung 5 min

B) Ilford Cibachrome Papier/
Cibachrome Prozeß P-12
Temperatur: 24° C
1) Entwickler 2 min
2) Bleichbad 4 min
3) Fixierbad 3 min
4) Wässerung 3 min

Da man mit sehr geringen Chemikalienmengen arbeitet, ist es erforderlich, die Trommel ständig hin und herzurollen, damit das Papier an allen Stellen gleichmäßig benetzt wird – eine sehr mühselige Arbeit, die man sich gern von einer Maschine abnehmen läßt, am liebsten natürlich von einer selbstgebauten.

Ein solches Gerät besteht zum einen aus einem Rollengestell, auf dem die Trommel rotiert. Die Rollen werden von einem kleinen Elektromotor angetrieben. *Bild 1* zeigt, wie dies etwa aussehen könnte, weiter soll jedoch auf die Mechanik hier nicht eingegangen werden.

Zum anderen besteht das Gerät aus einer elektronischen Ablaufsteuerung, deren Hauptaufgabe es ist, nacheinander die Zeiten zum Rotieren der Trommel abzustoppen.

Im Beispiel A sind dies die vier Zeiten für Erstentwicklung, Stoppbad, Farbentwicklung und Bleichfixierbad. Die Wässerungen 3) und 7) werden außerhalb der Trommel – wohl meist im Waschbecken – vorgenommen; unter Wässerung 5) ist nichts anderes als ein mehrmaliges gründliches Durchspülen der Trommel zu verstehen – ebenfalls von Hand über dem Waschbecken. Im Beispiel B müssen nur drei Zeiten nacheinander abgearbeitet werden.

Anforderungen an die Ablaufsteuerung

Es soll nun hier eine solche Ablaufsteuerung vorgestellt werden, die den Anforderungen der Praxis recht gut nachkommt:

- es lassen sich drei oder vier verschiedene Zeiten vorprogrammieren.
- die Zeiten lassen sich auf eine halbe Minute genau einstellen,
- die größte einstellbare Zeit beträgt $7^1/_2$ Minuten,
- während des Ablaufs wird die jeweils noch verbleibende Zeit angezeigt, kurz vor Schluß wird Alarm gegeben,
- die Drehrichtung des Motors wird alle zehn Sekunden umgesteuert (für eine möglichst gleichmäßige Verteilung der Chemikalien in der Trommel).

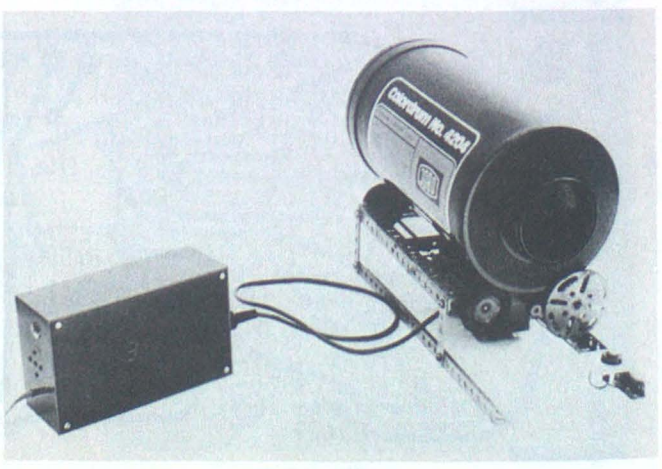


Bild 1. Beispiel für die Mechanik zum Antrieb einer Entwicklungstrommel

Der Aufwand ist mit zwölf ICs vergleichsweise gering. *Bild 2* zeigt die Schaltung, die sich in fünf Funktionsblöcke einteilen läßt.

1. Der „Countdown"

Beim Drücken der Starttaste wird der „programmierbare" 4-bit-Binärzähler Z1 mit der an den Eingängen A, B, C, D liegenden Binärzahl geladen und zählt danach rückwärts bis Null. Seine Ausgänge Q_B, Q_C, Q_D führen, „um die Hälfte abgewertet", zu einem BCD-zu-7-Segment-Decoder, der direkt eine Siebensegment-Anzeige treibt. Der Ausgang Q_A wird invertiert und mit dem Dezimalpunkt der Anzeige verbunden. Dies hat zur Folge, daß z. B. die Binärzahl 1001 nicht als 9, sondern als 4. decodiert wird. Gemeint ist 4.5, also $4^1/_2$ Minuten. Es wird so die erforderliche Genauigkeit von einer halben Minute erreicht.

Um das Ende des Ablaufs zu erkennen, wird die decoderinterne Logik zur Unterdrückung führender Nullen ausgenutzt. Da Q_A mit RBI verbunden ist, geht RBO also auf 0, wenn der Zähler bis auf Null zurückgezählt hat, oder wenn er beim Einschalten der Stromversorgung durch R1 und C1 auf Null gesetzt wird. Dadurch werden die Clear-Eingänge der Zähler Z3...Z6 aktiviert, und damit stoppt auch Z1 – so lange, bis er beim nächsten Start wieder geladen wird; RBO geht dann auf 1, die Clear-Eingänge werden inaktiv, Z3...Z6 und damit auch Z1 beginnen zu zählen.

2. Der Zeitauswahlzyklus

Beim Drücken der Starttaste wird das Monoflop MF1 getriggert. Wenn es in den stabilen Zustand zurückkippt, zählt der Zähler Z2 um Eins weiter. Damit liegt an den Ausgängen der vier 4-zu-1-Datenselektoren die nächste Binärzahl an. Diese wird dann beim darauffolgenden Start von Z1 geladen.

Durch die Kombination R2/C2 wird der Zeitablauf des Monoflops auf ca. eine Sekunde eingestellt; dies reicht mit Sicherheit aus, um ein eventuelles Prellen der Starttaste, auch beim Loslassen, unwirksam zu machen.

Durch R3 wird der Triggereingang bei losgelassener Taste an + 5 V gelegt, durch C3 werden Störungen beseitigt. Jedoch ist R3/C3 zu klein, um beim Einschalten der Stromversorgung das Monoflop zu triggern.

Die aus den beiden 3fach-Nand-Gattern G1, G2 und dem Inverter I1 bestehende Logik hat folgende Aufgabe: Liegt am Eingang E eine 0, so arbeitet Z2 als mod-4-Zähler, anderenfalls als mod-3-Zähler. So ist es möglich, das Gerät auf vier bzw. auf drei Verarbeitungszeiten einzustellen. Durch R4 und C4 wird Z2 beim Einschalten auf Null gesetzt.

3. Die Zeitbasis

Das Monoflop MF2 wird durch die 100 Hz der Brückengleichrichtung bei jedem Nulldurchgang getriggert. Die Diode D1 verhindert ein Rückwirken des Ladekondensators auf den Eingang. Die Dauer des metastabilen Zustands wird mit P1 und C5 auf etwas weniger als $^1/_{100}$ s eingestellt, damit das Monoflop gerade zurückgekippt ist, wenn der nächste Triggerimpuls kommt. Damit ist sichergestellt, daß sich über das Netz eingestreute Störimpulse nicht auswirken können.

Drei hintereinandergeschaltete Dezimalzähler (Z4, Z5, Z6) verwandeln die 100 Hz in einen 10-Sekunden-Takt, der darauffolgende, aus zwei J-K-Flipflops aufgebaute, synchrone mod-3-Zähler Z3 macht daraus einen $^1/_2$-Minuten-Takt. Dieser wird dem Zähler Z1 zugeführt.

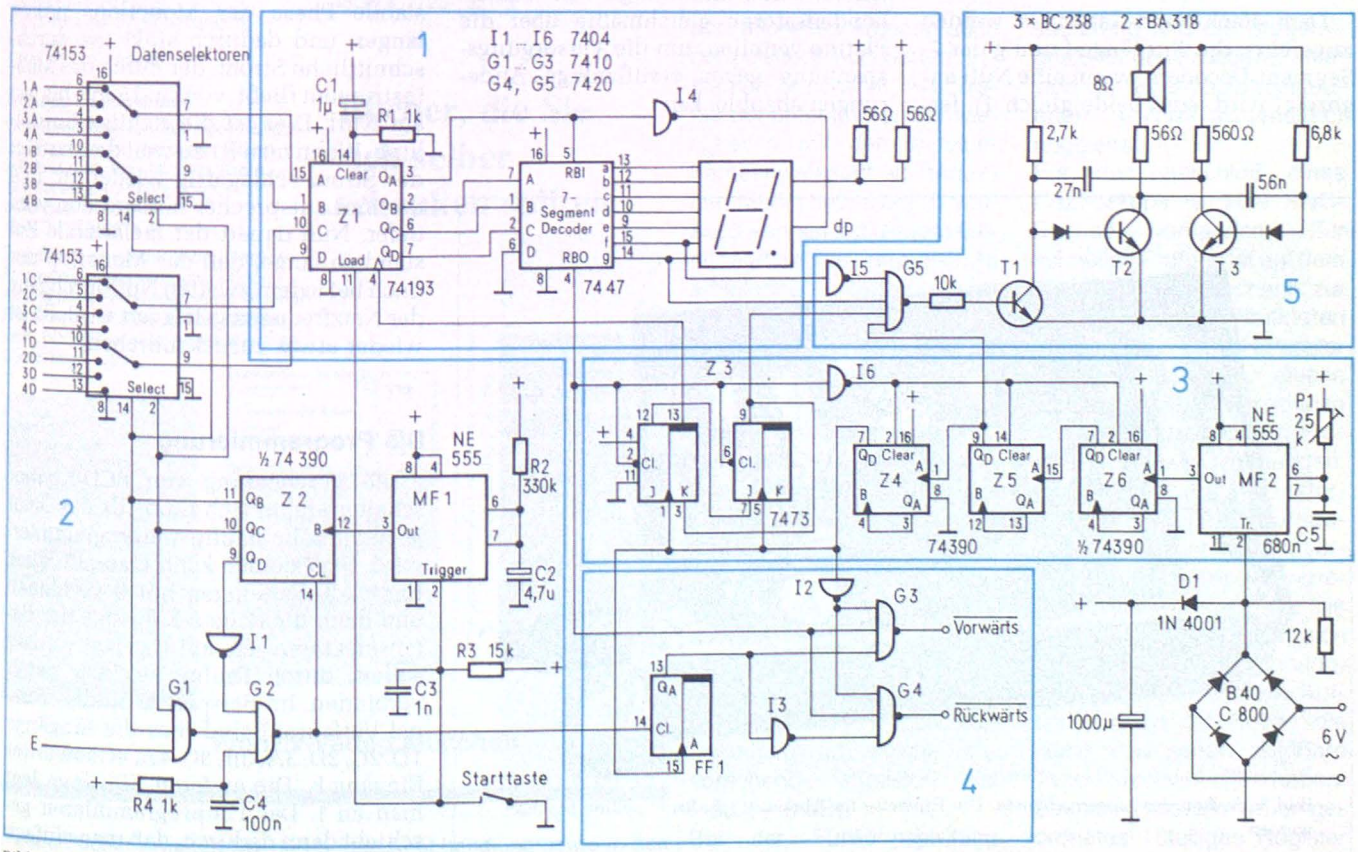


Bild 2. Schaltung der Prozeßsteuerung, aufgeteilt in fünf Funktionsblöcke

4. Die Motorsteuerung

Die aus den Gattern G3, G4 und den Invertern I2, I3 sowie dem Flipflop FF1 aufgebaute Logik steuert den Motor so an, daß er

a) während der jeweils vorprogrammierten Zeit läuft,

b) alle zehn Sekunden seine Drehrichtung ändert und

c) vor jedem Wechsel der Drehrichtung eine kurze Pause zum Ausrollen macht.

Hierbei gibt FF1 den Drehsinn an; es wird durch den 10-Sekunden-Takt am Ausgang des Dezimalzählers Z4 getaktet. Dieser 10-Sekunden-Takt besteht aus Impulsen von zwei Sekunden Länge; diese werden ausgenutzt, um die Pause vor jedem Wechsel der Drehrichtung herbeizuführen. Abgesehen von diesen Pausen läuft der Motor solange, wie der Ausgang RBO des 7-Segment-Dekoders gleich 1 ist.

5. Die Endanzeige

Zehn Sekunden vor Ende des Ablaufs kündigt ein Piepton an, daß es langsam Zeit wird, von der zwischendurch ausgeübten Tätigkeit abzulassen und sich dem Wechsel der Chemikalien zuzuwenden.

Dem 4fach-Nand-Gatter G5 werden zugeführt: die Ausgänge $\overline{f}$ und g des 7-Segment-Decoders (wenn eine Null angezeigt wird, sind beide gleich 1), ferner ein Ausgang des mod-3-Zählers Z3, der in den letzten zehn Sekunden gleich 1 ist und der 1-Hz-Ausgang des Dezimalzählers Z5. Sind alle vier Eingänge des Nand-Gatters gleich 1, erscheint an seinem Ausgang eine 0, so daß der Transistor T1 sperrt. Daraufhin beginnt der Rechteckoszillator (T1, T2) mit etwa 3 kHz zu schwingen.

Der Aufbau

Die Schaltung wurde auf einer IC-Experimentierplatine aufgebaut, die Platz für zwölf 16-Pin-ICs bietet (*Bild 3*). Die Verbindungen zwischen den ICs wurden mit isolierter Litze hergestellt. Es ist darauf zu achten, daß die ICs so angeordnet werden, daß diese Verbindungsleitungen möglichst kurz bleiben, insbesondere diejenigen, die zu den Takteingängen der Zähler führen. Sie wirken sonst als Antennen für vom Motor eingestrahlte Störungen. Auch die Triggereingänge der Monoflops sind sehr empfindlich, sie sind notfalls mit einem Kondensator abzublocken.

Das Stromversorgungsteil besteht nur aus dem unbedingt Nötigen: Sicherheits-Transformator, Brückengleichrichter und Ladekondensator.

Auf eine Spannungsstabilisierung wurde aus Gründen der Wärmeentwicklung verzichtet, da das Gerät in ein Kunststoffgehäuse eingebaut wurde.

Jedoch sollte man einige 1-µF-Tantalkondensatoren gleichmäßig über die Platine verteilen, um die Versorgungsspannung gegen steilflankige Änderungen abzublocken.

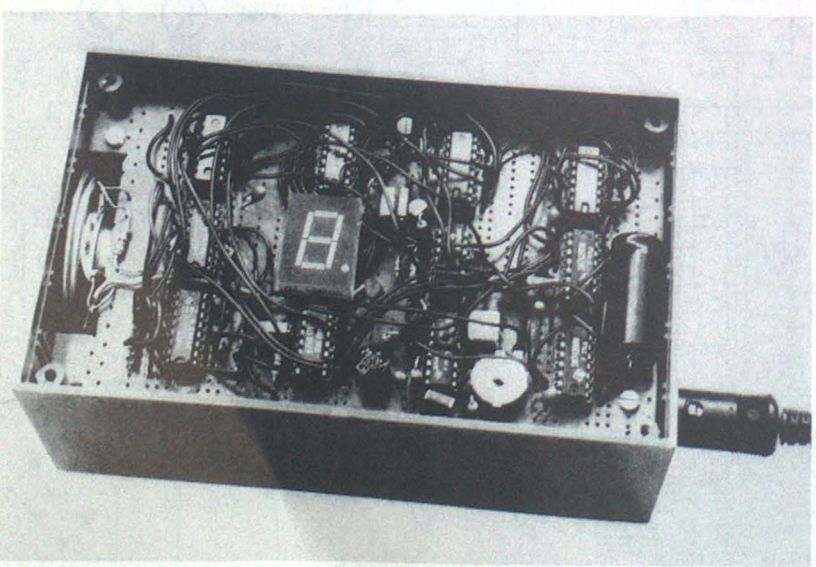


Bild 3. Aufbau des Mustergehäuses. Die Hinweise im Abschnitt „Aufbau" sollten beachtet werden

Eine kleine Feinheit: Um Z2 und FF1 zu realisieren, wurde ein Dezimalzähler zweckentfremdet, demzufolge haben die beiden eine gemeinsame Clear-Leitung. Jedesmal kurz nach dem Start der letzten Zeit, wenn das Monoflop MF1 zurückkippt, bekommt Z2 einen Clear-Impuls, und damit auch FF1. Es muß nun sichergestellt sein, daß dann

a) FF1 im Zustand 0 ist; das ist dann der Fall, wenn eine gerade Anzahl von halben Minuten vorausging, wie in den beiden angegebenen Beispielen, oder

b) der Motor gerade nicht läuft. Denn wenn der Motor mitten im Lauf umgesteuert wird, kann die Trommel von der Rotationsmaschine rutschen. Es ist also in diesem Fall der metastabile Zustand von MF1 auf ca. neun Sekunden zu verlängern.

Abgleich von MF2

Auch ohne Oszilloskop ist die Einstellung der richtigen Dauer des metastabilen Zustands kein Problem. An den Ausgang des Monoflops schaltet man in Reihe ein Amperemeter, einen Lautsprecher und einen Vorwiderstand von 330 Ω gegen +5 V. Vergrößert man jetzt, ausgehend von 0 Ω, langsam den Widerstand von P1, so wird die metastabile Phase des Monoflops immer länger, und dadurch sinkt der durchschnittliche Strom, der durch das Meßinstrument fließt, von ca. 15 mA bis fast auf Null. Dies ist die richtige Einstellung. Wenn man P1 zu weit dreht, steigt der Strom schlagartig wieder an, und der im Lautsprecher hörbare Ton wird tiefer. Nun dauert der metastabile Zustand so lange, daß das Monoflop nur noch bei jedem zweiten Nulldurchgang der Netzfrequenz getriggert wird. P1 ist wieder etwas zurückzudrehen.

Die Programmierung

Die Verwendung von BCD-Kodierschaltern lohnt sich kaum, da das Gerät ja nicht sehr häufig umprogrammiert wird. Statt dessen kann man ein Stück Endlos-IC-Fassungen mit 0 verbinden und dann diejenigen Eingänge der Datenselektoren, die auf 0 gelegt werden sollen, durch Drähte steckbar damit verbinden. Im Beispiel A (Kodak/Tetenal-Verfahren) sind dies die Eingänge 1D, 2C, 2D, 3A, 3B, 3C, 4A, 4C sowie der Eingang E. Die anderen Eingänge legt man an 1. Das Umprogrammieren geschieht dann dadurch, daß man einfach die Drähte entsprechend umsteckt.

Bodo Tilly
Ernst Koplitz-Weißgerber

Zehnkanal-Vorsatz für Oszilloskope

Übliche Mehrkanal-Vorsätze für Oszilloskope erfordern relativ aufwendige aktive Schaltungen. Hier wird ein Gerät beschrieben, das ohne aktive Bauelemente im Signalweg auskommt. Dioden schalten zehn Analog-Eingänge abwechselnd auf den Ausgang. Vorteile dieses Konzeptes sind geringer Bauteile-Aufwand und eine relativ hohe Bandbreite von 0...26 MHz.

Funktion

Die prinzipielle Funktionsweise der Schaltung zeigt *Bild 1*. Der Schmitt-Trigger IC5 (74LS132 in *Bild 2*) wird über R2, P11, C3 und C4 oder C5 rückgekoppelt und erzeugt eine Schwingung, einstellbar zwischen 170 Hz und 2 MHz, aus der ein zweiter Schmitt-Trigger ein Rechtecksignal formt. Dieses Signal wird vom Zähler IC1 (74LS290) binär gezählt, von IC2 (74LS42) decordiert und auf die Inverter IC3, IC4 (7404) geführt. Die Ausgänge der Inverter haben nacheinander High-Potential, die restlichen neun nicht angesteuerten liegen auf Null.

Über den Positionssteller (P1...P10) des angesteuerten Kanals gelangt die positive Inverter-Ausgangsspannung an die jeweilige Diode (D1...D10), die leitend wird. Das Eingangssignal dieses Kanals wird damit über die Sammelleitung zum y-Ausgang durchgeschaltet. Die Höhe der überlagerten Steuerspannung (P1...P10) bestimmt die Lage des Nutzsignals auf dem Schirm des Oszilloskopes.

Ohne positive Steuerspannung sind die Kanäle gesperrt, d. h. es liegt nur das jeweilige (um ca. 30 dB gedämpfte) Eingangssignal an den Dioden. Diese bleiben bis zu maximalen Eingangsspannung von +17 V hochohmig.

Aufbau

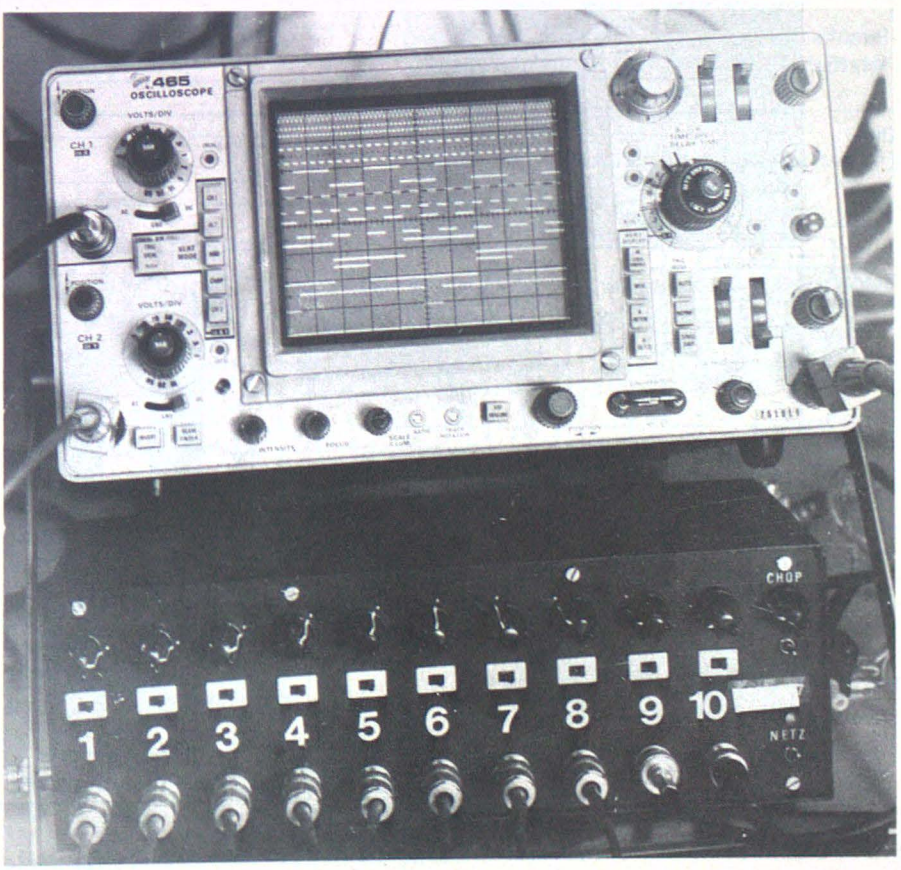
Da die Schaltung nach Gesichtspunkten wie Phasen-Frequenzgang, Dämpfungs-Frequenzgang, Übersprechdämpfung, Aussteuerungsgrenze, Eingangsimpedanz und vor allem Minimal-Aufwand, optimiert wurde, ruft jede Veränderung eines Punktes Auswirkungen auf andere hervor. Den Aufbauhinweisen sollte deshalb unbedingt Beachtung geschenkt werden.

Da die Eingangssignale um ca. 50 dB höhere Spannungspegel aufweisen als das Ausgangssignal, wurden besondere Vorkehrungen gegen Nebensprecheffekte unvermeidbar:

1. Die Eingangsplatinen (*Bild 3*) sind in einzeln abgeschirmten Kammern untergebracht, wie schon in Bild 2 angedeutet wurde.

2. Die Dioden D1...D10 stecken mittig in Verbindungslöchern in der Trennwand zwischen den Eingangskammern und dem Ausgang, da sonst das Eingangssignal auf die Leitung zwischen Diode und Ausgang übersprechen und so auch im ausgeschalteten Zustand auf den Ausgang gelangen könnte. Das wäre beispielsweise möglich, wenn sich die Dioden auf den Eingangsplatinen befänden.

3. Aus dem gleichen Grund sollen die Dioden im gesperrten Zustand eine möglichst geringe Kapazität aufweisen, z. B. FD 700 (0,75 pF, Fairchild). Bedingt verwendbare Ersatztypen sind BAV 18, 19, 20, 21 (1,5 pF) oder BAW 76 (2 pF).



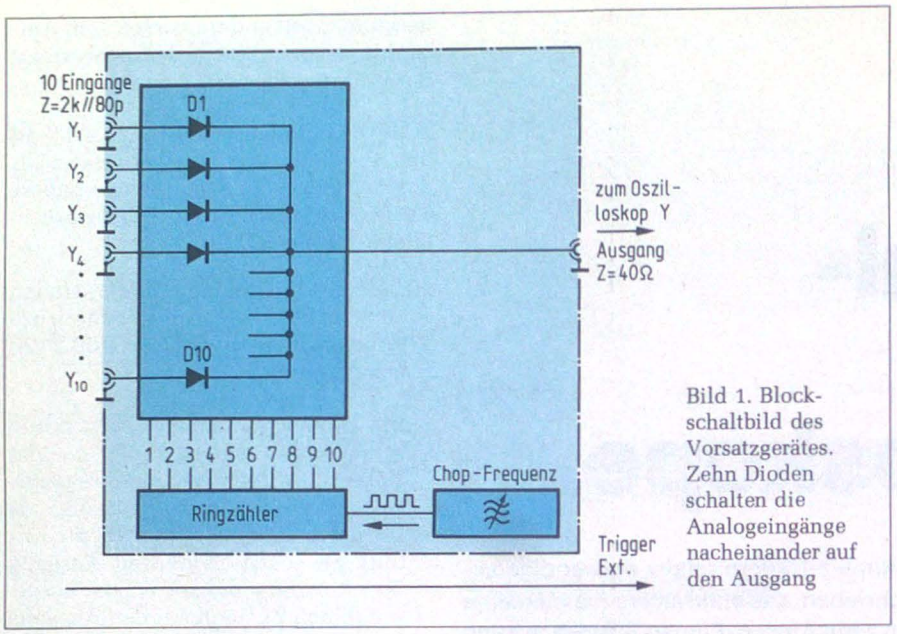


Bild 1. Blockschaltbild des Vorsatzgerätes. Zehn Dioden schalten die Analogeingänge nacheinander auf den Ausgang

Gegen Phasen- und Dämpfungsfrequenzgang sind folgende Vorkehrungen zu treffen:

1. Die Leitungen von der Eingangsplatine zum Ausgang sind nicht abgeschirmt. Die hohe Kapazität abgeschirmter Kabel würde stören.

2. Deshalb soll auch für die Verbindung zum Oszilloskop kein längeres Koax-Kabel als 75 cm verwendet werden (z. B. RG-58 C/U 50 Ω). Abgeschirmte Nf-Leitung ist in diesem Fall unbrauchbar.

3. Der Koppelkondensator C7 am Eingang (MKL 10 µ/63 V) ist mit Metallgewebeschlauch abgeschirmt, der eine gute und direkte Masseverbindung besitzt. So wird eine Anhebung und Phasenverschiebung des Signals durch Übersprechen bei hohen Frequenzen vermieden.

4. Eine gewisse verbleibende Frequenzgang-Abweichung wird mit dem Kondensator C6 (0...82 pF) kompensiert.

5. Der Ausgangswiderstand ist mit 40 Ω sehr niedrig, um den Frequenzgang, der durch parallele Kapazitäten und Leitungen entsteht, gering zu halten.

Der Aufbau des Steuerteils ist unkritisch. Er kann deshalb auf einer Lochrasterplatine anhand von *Bild 4* erfolgen. Zur Verdrahtung eignet sich hier die Fädeltechnik. Auch das Bedienteil, das in der rechten Kammer untergebracht wird, kann auf einer Lochrasterplatine aufgebaut werden. Die technischen Daten können der *Tabelle 1* entnommen werden.

Gehäuse-Konstruktion

Preiswert und leicht handhabbar ist zweiseitig kaschiertes Leiterplattenmaterial zur Herstellung des Gehäuses. Die

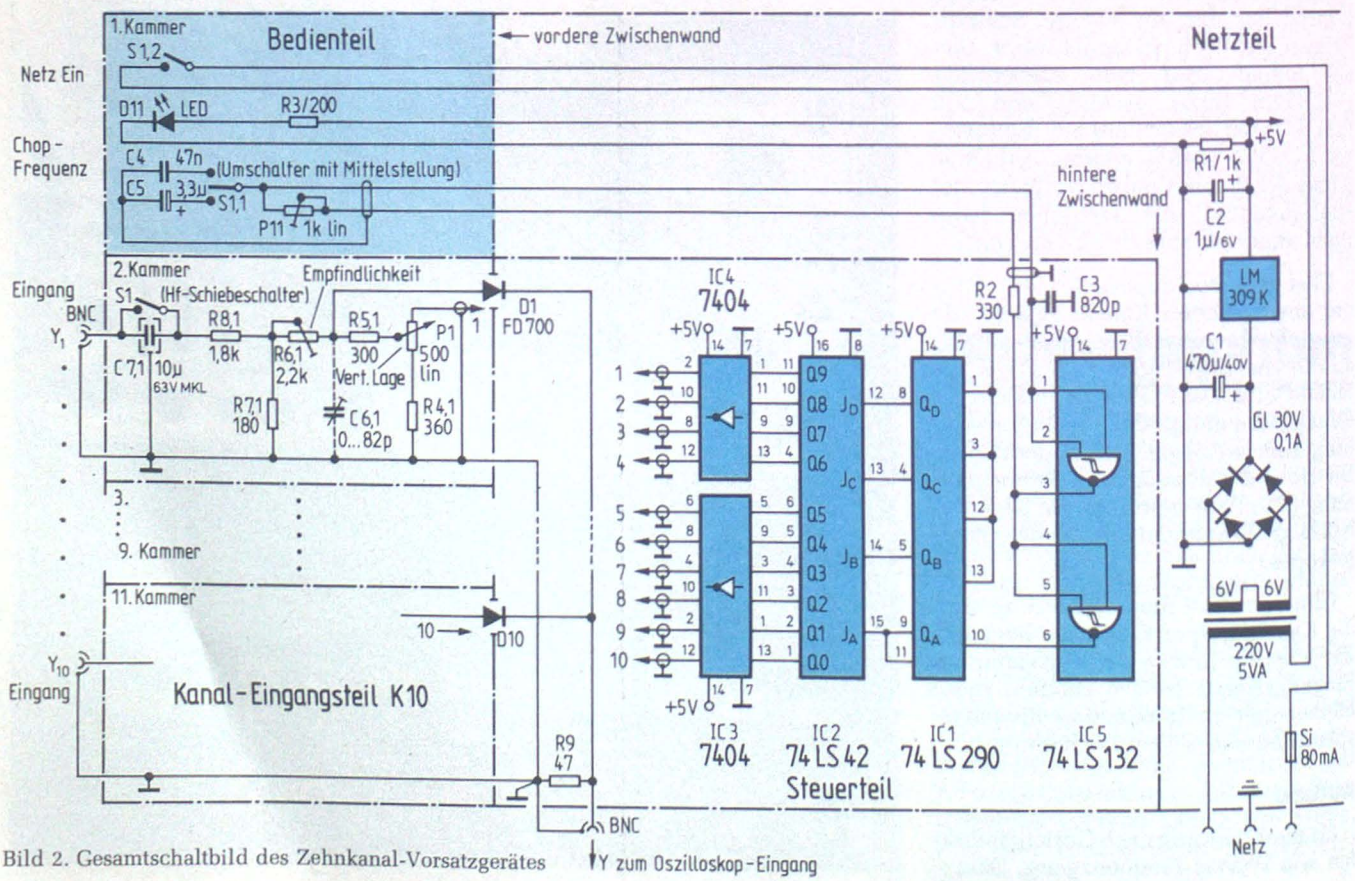


Bild 2. Gesamtschaltbild des Zehnkanal-Vorsatzgerätes

Tabelle 1: Technische Daten

Frequenzbereich:	Schaltstellung 1 (AC): 14 Hz–15 MHz (–1 dB) 6 Hz–26 MHz (–3 dB) Schaltstellung 2 (DC): 0–15 MHz (–1 dB) 0–26 MHz (–3 dB)
Empfindlichkeit:	5 V/Teil bei Oszilloskop-Einstellung 20 mV/Teil
Max. Eingangsspannung:	u_{ss} = 34 V (AC) U = ± 17 V (DC)
Triggerung:	„Extern" oder über Oszilloskop-Kanal 2 (falls vorhanden)
Eingangsimpedanz:	2 kΩ//ca. 80 pF Eingangskabel (dünnes BNC-Kabel, ca. 75 cm lang, mit Abgreifklemmen), C_{max} soll 160 pF nicht überschreiten
Ausgangsimpedanz:	40 Ω Verbindungskabel zum Oszilloskop Eingang: BNC-Kabel 50 Ω, ca. 75 cm lang
Durchgangs-Dämpfung:	50 dB (Spannungspegel-Differenz vom Eingang zum Ausgang)
Sichtbare Übersprechdämpfung:	> 30 dB bei 26 MHz
Chopperfrequenzen:	S11 links: 170 Hz–625 Hz S11 rechts: 11 kHz–40 kHz S11 mitte: 580 kHz–2MHz
Chopperfrequenz-Pegelrest an den Eingängen:	max. 180 mV/2 kΩ max. 7 mV/75 Ω
Sicherung:	0,08 A mittelträge

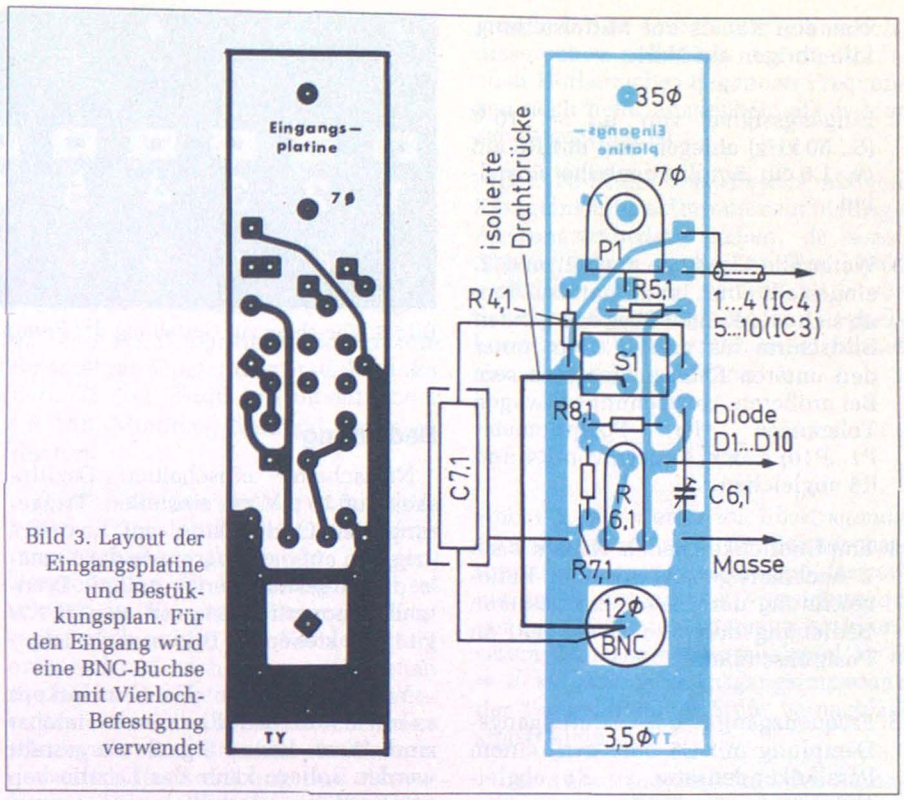


Bild 3. Layout der Eingangsplatine und Bestükkungsplan. Für den Eingang wird eine BNC-Buchse mit Vierloch-Befestigung verwendet

Maße und weitere Einzelheiten gehen aus *Bild 5* hervor. Die hintere Zwischenwand sollte aus dünnem Stahlblech gefertigt werden, damit magnetische Beeinflussungen vom Netzteil gering bleiben. Das Netzteil wird zwischen Rück- und Zwischenwand montiert. (Maße wie Steuerplatine: 120 mm x 90 mm.)

Das Muster-Gerät wurde mattschwarz gespritzt und mit weißen Anreibe-Buchstaben beschriftet (*Bild 6*).

Abgleich

1. Oszilloskop auf 20 mV/cm einstellen. Positionssteller des abzuglei-

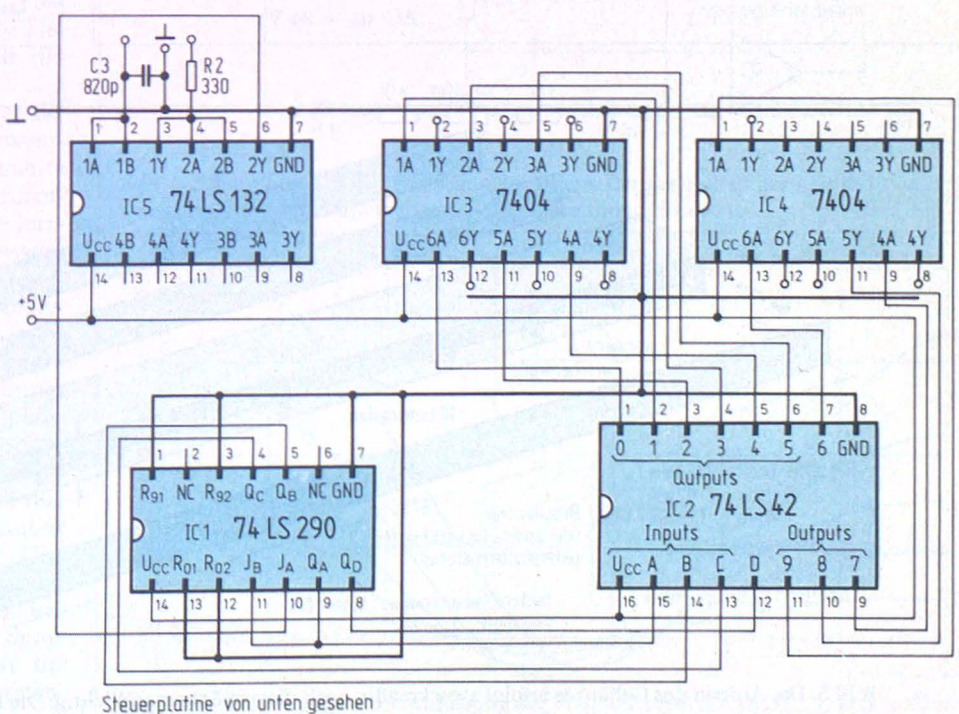


Bild 4. Die Steuerplatine enthält nur TTL-Bausteine und kann deshalb problemlos auf einer Lochrasterplatine aufgebaut werden. Hilfestellung beim Aufbau gibt der Verdrahtungsplan

Steuerplatine von unten gesehen
Platinenmaße: 120 mm × 90 mm

chenden Kanals auf Mittelstellung, alle übrigen auf Null.

2. Eingangssignal von u_{ss} = 10 V (5...50 kHz) anlegen und mit R6 auf ca. 1,6 cm Amplitudenhöhe einstellen.

3. Wenn alle Eingänge nach 1. und 2. eingestellt sind, ist zu untersuchen, ob sich alle Kanäle über den ganzen Bildschirm bis zu 1,5...2 cm unter den unteren Rand schieben lassen. Bei größeren Abweichungen (wegen Toleranzen der Potentiometer P1...P10) durch Ändern von R4 und R5 abgleichen.

4. Empfindlichkeit jeden Kanals nach 2. nochmals genau einstellen. Kennzeichnung der „Lage" zur besseren Bedienung durch weißen Punkt an Positionssteller P1...P10.

5. Frequenzgang der Durchgangs-Dämpfung mit C6 oder evtl. einem Parallelkondensator zu R6 abgleichen.

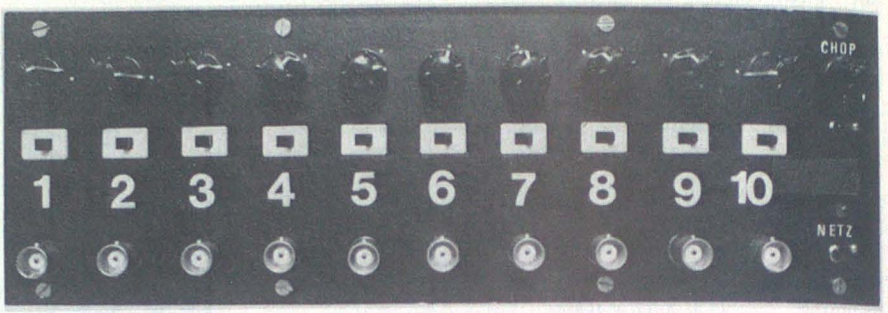


Bild 6. Vorschlag zur Gestaltung der Frontplatte

Bedienung

Netzschalter einschalten. Oszilloskop auf 20 mV/cm einstellen. Triggerung des Oszilloskops auf „extern" (triggern auf das langsamste der Signale, die dargestellt werden sollen). Eventuell Chopperfrequenz variieren (S. 1.1/P 11) bis stehendes Bild erreicht ist.

Y-Positionssteller des Oszilloskops so einstellen, daß alle Kanäle sichtbar sind. Wenn kleine Signale dargestellt werden sollen, kann das Oszilloskop empfindlicher gestellt werden; dann müssen jedoch die Positionssteller neu justiert werden.

Sollen weniger als 10 Kanäle dargestellt werden, können die restlichen mit den Positionsstellern auf Null, d. h. nach unten aus dem Sichtfeld geschoben werden.

Bei Messungen an Analogschaltungen ist zu beachten, daß das Umschaltsignal der Steuerung an die Eingänge gelangt, und zwar in Form von positiven Rechteckimpulsen mit einer Amplitude von maximal 180 mV an 2 kΩ bzw. 7 mV bei 75-Ω-Abschluß. Um Fehler beim Bedienen des Vorsatzgerätes zu vermeiden, empfiehlt es sich, auf der Unterseite einen Aufkleber nach *Tabelle 2* anzubringen.

Tabelle 2: Aufkleber für Geräteunterseite

Trigg. ext. (od. über Osz.-Kanal 2)
Osz.-Einstellg. 20 mV/Teil ≙ 5 V/Teil

Z_E = 2 K || 80 pF
$Z_A \approx$ 40 Ω
B_{DC} (1 dB) = 15 MHz
B_{DC} (3 dB) = 26 MHz
Max. Eingangssp. für
B_{AC} (1 dB) = 14 Hz–15 MHz
B_{AC} (3 dB) = 6 Hz–26 MHz
DC: U = ± 17 V
AC: u_{ss} = 34 V

Stichworte zum Inhalt

Zehnkanal-Analogvorsatz, Dioden-Umschalter, Diodenkapazität, Abschirmkammer, Chopperfrequenz.

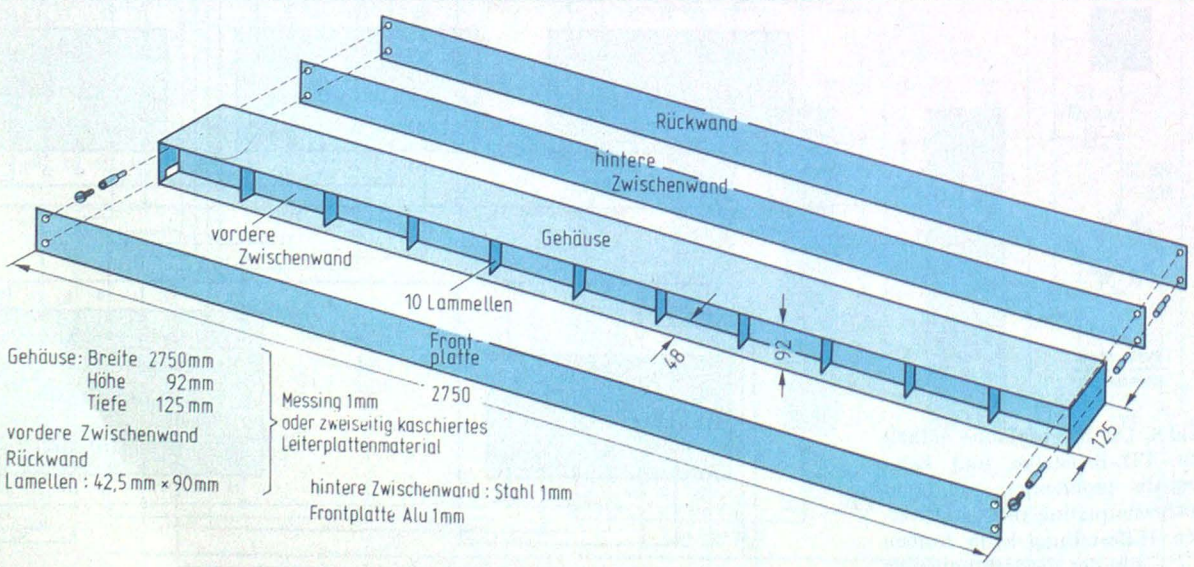


Bild 5. Der Aufbau des Gehäuses erfolgt zweckmäßig nach diesem Schema. Wichtig: Die Eingangsplatinen müssen in abgeschirmten Kammern untergebracht werden

Aktiver Nf-Klangeinsteller

Unter einem aktiven Klangeinsteller versteht man eine Schaltung, bei der das frequenzbestimmende Netzwerk einschließlich der Einstellpotentiometer in die Gegenkopplung einer Verstärkerstufe mit einbezogen wird.

Der besondere Vorteil dieser Schaltungstechnik ist der symmetrische Aufbau des RC-Netzwerkes und die daraus resultierende Möglichkeit, lineare Potentiometer anstatt der logarithmischen bei den früher üblichen passiven Klangstellern einzusetzen. Außerdem ergibt sich bei der geometrischen Mittenstellung des Schleifers automatisch ein linearer Frequenzgang der Stufe. Als weiterer Vorteil ist das günstige Rauschverhalten zu nennen, da die Rauschspannung des Verstärkerelementes durch die Gegenkopplung stark reduziert wird.

Bild 1 zeigt die Schaltung eines aktiven Klangeinstellers, dessen Frequenzgang in *Bild 2* dargestellt ist. Hierbei ist nur der Verlauf für die Anhebung der Höhen und Tiefen aufgezeichnet, da die entsprechenden Kurven für die Absenkung spiegelbildlich zur 0-dB-Linie liegen. Parameter ist der Drehwinkel der Potentiometer. Das mit „T" bezeichnete Potentiometer ist für die Tiefen, das mit „H" bezeichnete für die Höhen bestimmt.

Als Verstärker eignet sich jeder für Nf-Zwecke brauchbare Operationsverstärker. Es können sowohl Bauelemente mit bipolaren als auch mit FET-Eingängen verwendet werden, wobei die letzteren jedoch im allgemeinen bessere Eigenschaften zeigen. Durch deren extrem niedrigen Eingangsstrom entstehen auch beim Einsatz weniger guter Potentiometer keine störenden Kratzgeräusche während der Klangeinstellung. Außerdem haben viele FET-Operationsverstärker eine sehr hohe Spannungsanstiegsgeschwindigkeit am Ausgang (slew rate), was sich auf das TIM-Verhalten des damit aufgebauten Gerätes günstig auswirkt. Unter TIM (Transienten-Intermodulationsverzerrungen) versteht man Verzerrungen bei impulsartigen Nutzsignalen, die dann entstehen, wenn durch Trägheit im Übertragungsverhalten eines Verstärkers die Wirkung der Gegenkopplung zu spät einsetzt. Ausgezeichnete Ergebnisse erzielt man unter anderen zum Beispiel mit Operationsverstärkern der Serie TL 071 (Texas Instruments) oder LF 156 (Motorola, National Semiconductor).

Durch Variation der hier vorgeschlagenen Dimensionierung kann das Frequenzverhalten abgeändert werden. Vergrößerung der Kondensatoren verschiebt die Einsatzpunkte der Klangregler nach unten, eine Verkleinerung entsprechend nach oben, wobei man die Höhen und Tiefen unabhängig voneinander variieren kann. Die Vorwiderstände der Potentiometer bestimmen den Grad der Anhebung und Absenkung bei den allertiefsten bzw. allerhöchsten Frequenzen. Eine Verringerung der Widerstandswerte bringt noch eine größere Steilheit der Kurven an den äußersten Frequenzgrenzen, es ist jedoch in der Praxis wenig sinnvoll, diese schon außerhalb des menschlichen Hörbereiches liegenden Frequenzen noch mehr anzuheben, als es hier schon gegeben ist.

Die Nf-Stufe vor diesem aktiven Klangeinsteller sollte eine sehr niedrige Ausgangsimpedanz haben, da sonst Abweichungen gegenüber dem Idealverhalten auftreten können. Falls vor der Klangreglerschaltung ein Koppelkondensator erforderlich ist, errechnet sich dessen Kapazität zu:

$$C = \frac{1}{2\,\pi \cdot f_u \cdot R}$$

wobei f_u die tiefste zu übertragende Grenzfrequenz und R die Serienschaltung von Ausgangswiderstand der vorherigen Stufe und dem Vorwiderstand vor dem Tiefenpotentiometer ist. In unserem Dimensionierungsbeispiel ist R = 10 kΩ, wenn die Ausgangsimpedanz der vorgeschalteten Stufe vernachlässigbar klein ist.

Der Ausgangswiderstand der Klangreglerstufe selbst ist durch die Gegenkopplung sehr klein, er liegt bei Verwendung von Operationsverstärkern allgemein im mΩ-Bereich.

Gerhard Jahn

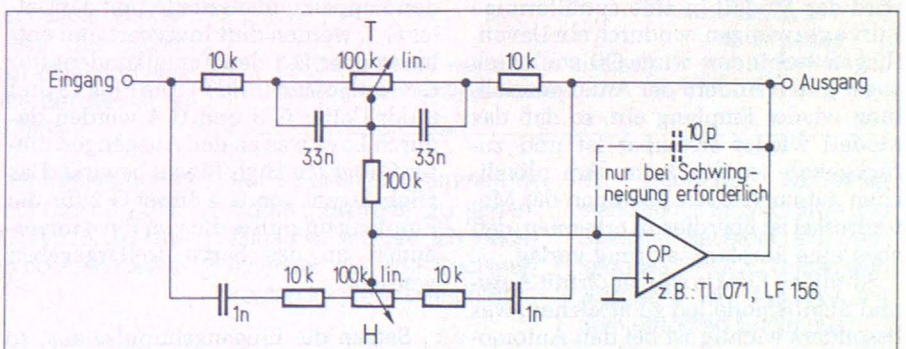


Bild 1. Schaltung eines aktiven Klangeinstellers. Der gestrichelt gezeichnete Kondensator ist nur bei Schwingneigung der Schaltung erforderlich

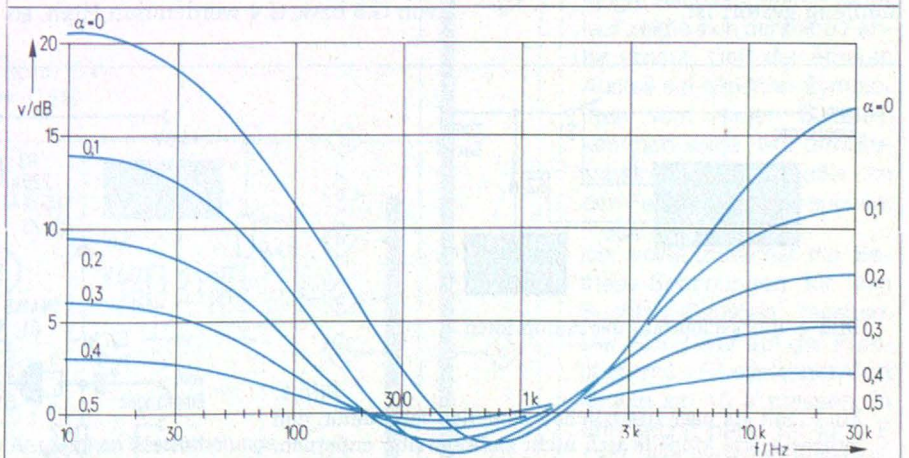


Bild 2. Die Kurven zeigen die Anhebung der Frequenzbereiche 10 Hz...30 kHz in Abhängigkeit von der Potentiometerstellung

Autopilot für ferngesteuerte Modelle

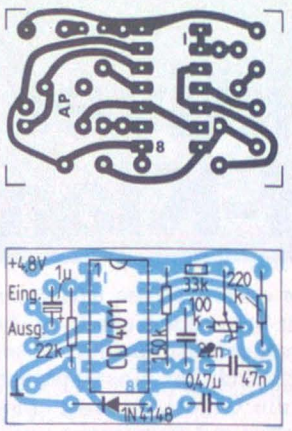


Bild 3. Platine und Bestückungsplan für den Autopiloten. Zwei davon passen in eine Streichholzschachtel

Die hier vorgestellte Schaltung verhindert, daß ein ferngesteuertes Modell sich nicht ziellos weiterentfernt, wenn es aus irgendwelchen Gründen kein Steuersignal mehr empfängt (außerhalb der Reichweite, schwache Sender- oder Empfängerbatterien usw.), sondern vorgegebene Steuerfunktionen ausführt.

Wirkungsweise

Bei einem Flugmodell kann das z. B. so aussehen: Fliegt das Modell bis über die Grenzen der Reichweite, so wird automatisch der Motor gedrosselt, das Seitenruder eingeschlagen und das Höhenruder leicht angezogen. Dadurch wird das Modell in eine spiralförmige Kurve gezwungen, wodurch ein Davonfliegen verhindert wird. Oft stellt sich sogar durch Ändern der Antennenrichtung wieder Empfang ein, so daß das Modell wieder steuerbar ist und zurückgeholt werden kann. Am plötzlichen automatischen Betätigen der Motordrossel ist überdies zu erkennen, daß eben eine Empfangsstörung vorlag.

Ähnliche Effekte sind auch mit Auto- und Schiffsmodellen zu erreichen, was besonders wichtig ist bei den Automodellen mit Verbrennungsmotoren, die mit Vollgas weiterfahren, wenn der Empfang gestört ist.

In einer Erkennungsschaltung wird geprüft, ob vom Empfänger Steuerimpulse ankommen oder nicht (*Bild 1*). Wenn sie vorhanden sind, wird S 1 geöffnet und S 2 geschlossen, und die Impulse gelangen wie üblich zum Servo. Sind keine Empfangsimpulse vorhanden, wird S 1 geschlossen, wodurch die von einem Generator erzeugten Impulse, deren Impulslängen einstellbar sind, auf die Rudermaschine geleitet werden. Dadurch stellt sich das Servo auf die vorgewählte Stellung.

Schaltungsbeschreibung

Die Eingangsimpulse gelangen über den Koppelkondensator C 2 auf das Gatter G 1, werden dort invertiert und entladen über D 1 den Tantalkondensator C 3 fortlaufend (*Bild 2*). Die Pins 13 und 8 der Gatter G 3 und G 4 werden dadurch Low, was an den Ausgängen dieser Gatter ein High-Signal bewirkt. Das High-Signal von G 4 öffnet G 2 für die Empfangsimpulse, die von Pin 4 unverändert an das Servo weitergegeben werden.

Setzen die Eingangsimpulse aus, so wird der Ausgang von G 1 High und C 3 über R 3 aufgeladen. Die Pins 13 und 8 von G 3 bzw. G 4 werden nun High, so daß die beiden Gatter als Multivibrator arbeiten. Die Ausgangsimpulse werden an Pin 10 abgegriffen und steuern G 2 an. Die Impulse des Generators werden nun an die Rudermaschine weitergegeben. Die Impulsbreite und damit die Servostellung kann mit dem Einsteller R 4 bestimmt werden. Es sind Impulszeiten von ca. 1...2,2 ms einstellbar. Damit ist die Schaltung für alle gängigen Fernsteueranlagen verwendbar, wenn sie mit positiven Steuerimpulsen arbeiten.

Zur sicheren Funktion sollte für C 4 ein Kondensator mit kleinem Temperaturkoeffizienten (z. B. Folienkondensator) gewählt werden. Zwei dieser Schaltungen, auf der Platine nach *Bild 3* aufgebaut, finden in einer Streichholzschachtel Plazt und dürften damit noch in die meisten Modelle eingebaut werden können.

Peter Mahr

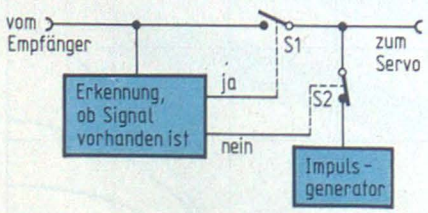


Bild 1. Blockschaltbild des Autopiloten

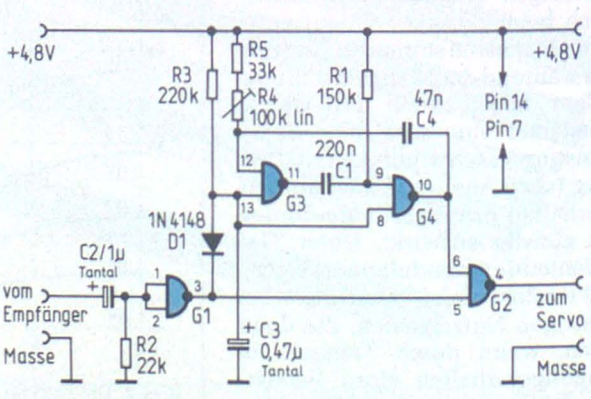


Bild 2. Ein IC mit ein paar zusätzlichen Bauteilen sorgt dafür, daß ferngesteuerte Modelle sich nicht ziellos weiter entfernen, wenn sie außerhalb der Reichweite des Senders geraten sind

Ing. (grad.) Heinrich Siggemann

Kapazitäts-meßgerät mit Flüssigkristall-anzeige

Das Kapazitätsmeßgerät ist mit dem bekannten DVM-Schaltkreis ICL 7106 mit Flüssigkristallanzeige aufgebaut. Es können Kondensatoren von 1 pF bis 20 µF gemessen werden. Dank des geringen Stromverbrauchs von 2,5 mA sind mit einer 9-V-Batterie 150 Betriebsstunden möglich.

Die Arbeitsweise soll an dem vereinfachten Schaltbild (*Bild 1*) erklärt werden. Die Referenzspannung wird durch Hintereinanderschaltung von Integrier- und Differenzierstufe transformiert. Die Integrierstufe arbeitet mit Festwerten, während die Differenzierstufe mit dem zu messenden C_x und dem Normalwiderstand R_N beschaltet ist.

Meßprinzip

Während der Meßphase stehen alle Schalter in der gezeichneteten Stellung. Am Ausgang von OP 1 entsteht eine sägezahnförmige Spannung mit einer Steigung von 10 V/s. Der Operationsverstärker OP 2 ist durch R_N gegengekoppelt, so daß an seinem Eingang immer Nullpotential liegt. Da der zu messende Kondensator C_x mit konstanter Geschwindigkeit entladen wird, fließt durch ihn ein Gleichstrom. Am Ausgang von OP 2 erscheint der Strom als aquivalente Spannung, die im Digitalvoltmeter nach dem Dual-Slope-Verfahren mit der Referenzspannung verglichen wird. Da die Referenzspannung aber auch am Eingang der Meßkette liegt, hat sie keinen Einfluß auf das Meßergebnis. Die Anzeige folgt der Gleichung:

$$\text{Anzeige} = K \cdot \frac{C_X \cdot R_N}{C1 \cdot R1}$$

K ist der Teilungsfaktor R 28/R 29 der Referenzspannung im DVM.

Fehler der Meßbereiche untereinander treten vom System her nicht auf. Die schädlichen Eingangskapazitäten der Differenzierstufe bleiben wirkungslos, da der Eingang von OP 2 spannungslos ist. Am Schluß der Meßphase des DVM werden alle Schalter geschlossen. Der Ausgang von OP 1 läuft dadurch in Richtung Plus, so daß C_x wieder aufgeladen wird.

Ein Schalter überbrückt OP 2. An seinem Ausgang erscheint die Eingangs-Offsetspannung. Da der Eingang des DVM während dieser Zeit geerdet ist, lädt sich C 7 auf die Höhe der Offsetspannung auf und bewirkt so den automatischen Nullpunktabgleich.

Nach 200 ms schalten alle Schalter wieder in die Ausgangsstellung zurück, und die Meßphase beginnt von neuem. Die interne Meßphase des DVM startet 100 ms später. Diese Zeitdifferenz wird benötigt, damit die Einschwingvorgänge der Differenzierstufe abklingen können.

Die Schaltung

Die Schaltung ist ausschließlich mit MOS-ICs aufgebaut, wodurch sich der niedrige Stromverbrauch von etwa 2,5 mA ergibt (*Bild 2*).

In der Integrierstufe sollen R1 und C1 einen niedrigen Temperaturkoeffizienten aufweisen. D 1...D 6, D 8, R 5, R 11...R 13 dienen als Überspannungsschutz bei aufgeladenen Kondensatoren. Spannungen bis etwa 400 V sind zulässig.

Die Differenzierstufe reagiert empfindlich auf die kleinsten Einschwingvorgänge der Sägezahnspannung und auf die Rauschspannung der Integrierstufe. Bei den kleinen Meßbereichen stört am Ausgang von IC 2 das Rauschen, welches durch Gegenkopplung mit C 4...C 6 auf einen zulässigen Wert herabgesetzt wird. In den oberen Meßbereichen wirken sich hauptsächlich

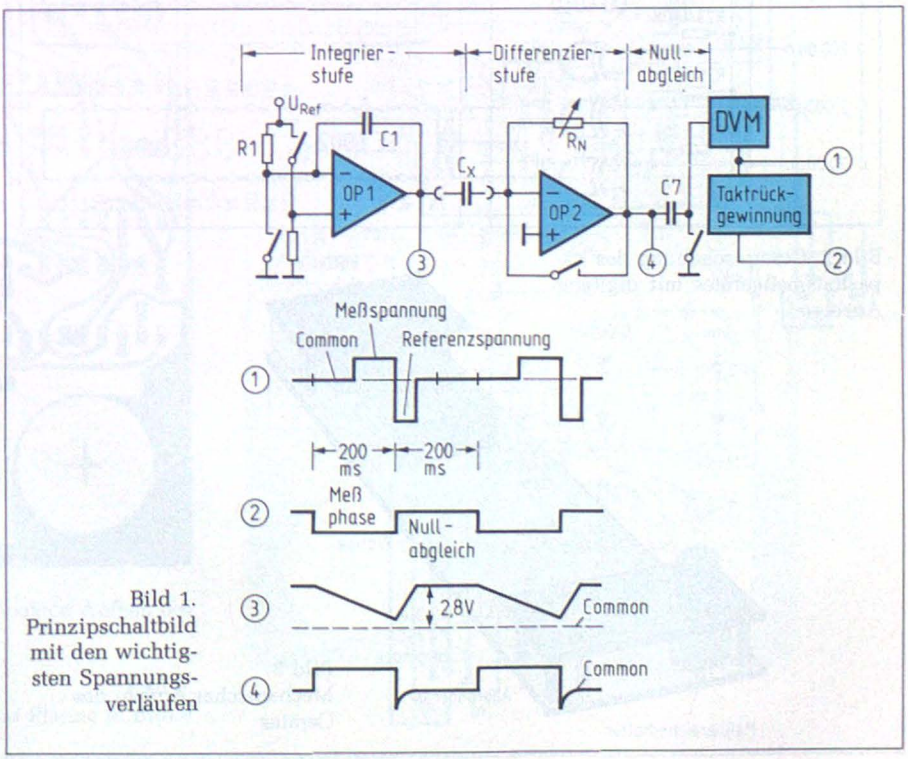


Bild 1. Prinzipschaltbild mit den wichtigsten Spannungsverläufen

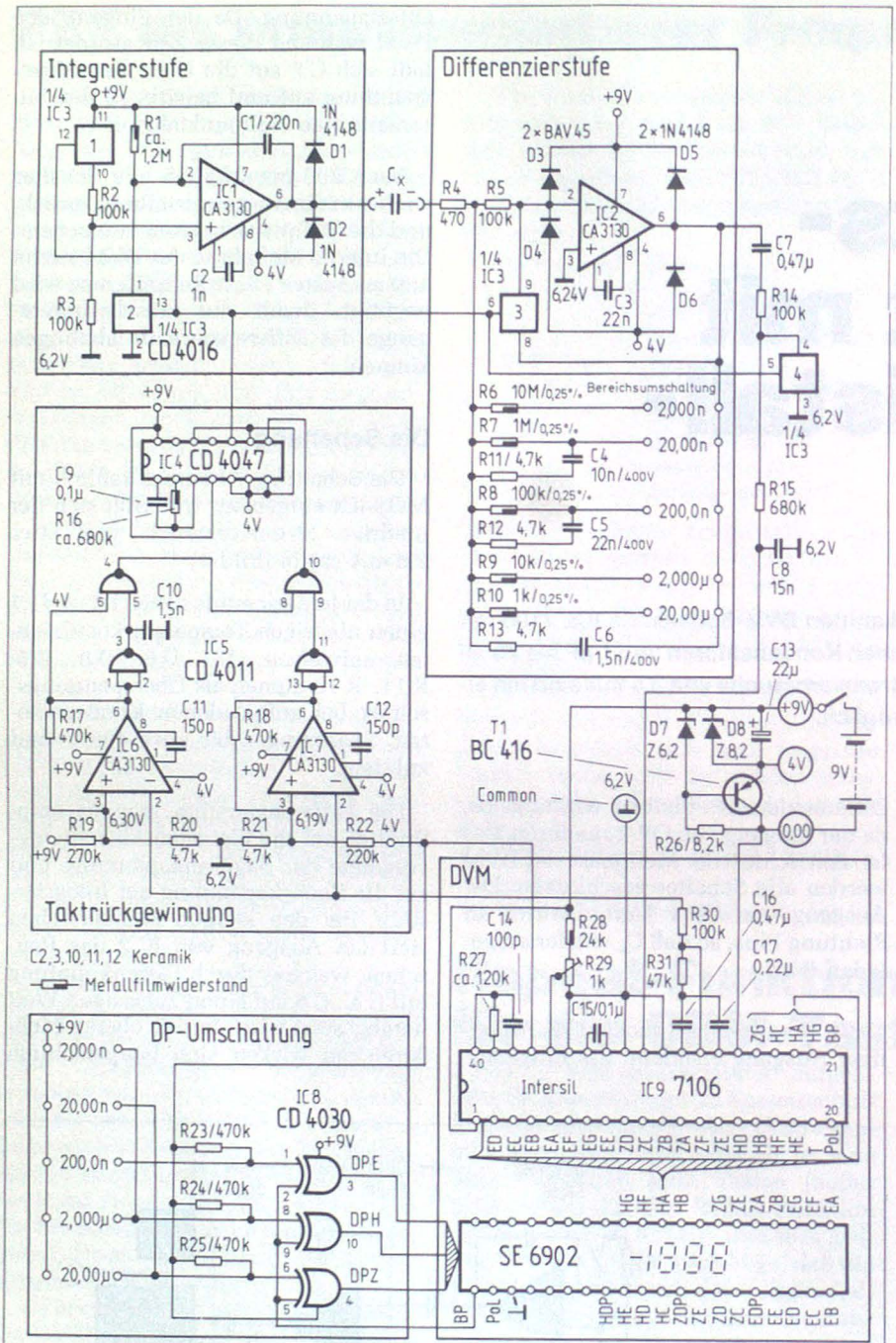


Bild 2. Gesamtschaltung des Kapazitätsmeßgerätes mit digitaler Anzeige

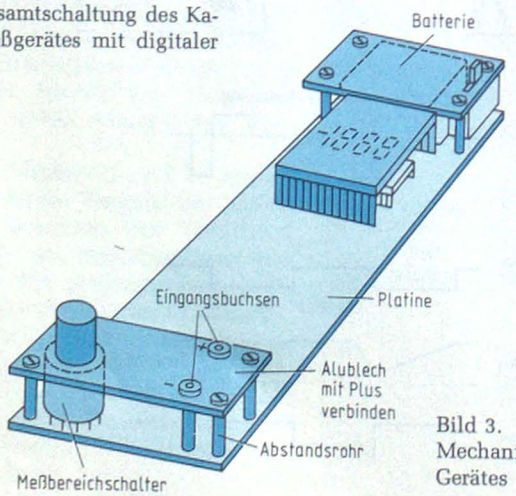


Bild 3. Mechanischer Aufbau des Gerätes

die Einschwingvorgänge aus, die durch R 4 vermindert werden.

C 7 dient, wie schon beschrieben, dem automatischen Nullpunktabgleich. Während dieses Vorgangs können größere Ausgleichströme über den MOS-Schalter 4 fließen, welche die Spannung am Commonpunkt des DVM in Richtung zu negativen Werten ziehen können. R 14 begrenzt diesen Strom. Der Tiefpaß aus R 15/C 8 soll bei den kleinen Meßbereichen Brummeinstreuungen mindern.

Das DVM ist mit dem bekannten ICL 7106 aufgebaut. Dieser Baustein wurde in der FUNKSCHAU 8/78 schon ausführlich beschrieben. Der Anschluß Common erzeugt die Bezugsspannung für das gesamte Kapazitätsmeßgerät und wurde daher im Schaltbild mit dem Massezeichen versehen. Zwischen diesem Anschluß und dem Pluspol der Batterie liegt die Referenzspannung (2,8 V).

IC 8 erhält die Versorgungsspannung vom DVM, da die Rechteckspannung aus IC 8 und IC 9 exakt übereinstimmen müssen. Andernfalls würde die Lebensdauer der Flüssigkristallanzeige absinken. Alle anderen ICs beziehen die stabilisierte Versorgungsspannung von T 1.

Ein Nachteil des ICL 7106 ist es, daß man den internen Steuertakt nicht herausgeführt hat. Durch eine etwas aufwendige Schaltung kann der Steuertakt aus dem Buffersignal (Stift 28) zurückgewonnen werden. Nacheinander liegen an diesem Stift die Commonspannung, die positive Meßspannung und die negative Referenzspannung. Der Übergang von Meß- auf Referenzspannung soll herausgefiltert werden. IC 6 und IC 7 sind als Trigger mit einer Schwelle von ca. 75 mV geschaltet. Zu Beginn der Abintergration triggert die Referenzspannung über IC 7 und IC 5 das Monoflop IC 4. Bei offenem Meßeingang erscheint die Referenzspannung nur als negativer oder positiver Nadelimpuls. Da im letzteren Fall der Takt fehlen würde, triggert dieser Impuls über IC 6 und IC 5 das Monoflop. Weil aber auch die positive Meßspannung dasselbe bewirken kann, wird bei IC 6 nur die Rückflanke ausgenutzt und durch IC 5 in einen Nadelimpuls umgewandelt. Das Monoflop ist auf 200 ms Rückkippdauer eingestellt und steuert die MOS-Schalter.

Aufbau

Den Aufbau des Meßgerätes mit den wesentlichen Teilen zeigt *Bild 3*. Durch die gewählte Platinenauflösung

(*Bild 4*) wird das Gerät sehr kompakt. Den Bestückungsplan dazu zeigt *Bild 5*. Der Meßbereichsschalter und die Meßbuchsen werden auf einem Alublech montiert, das mit dem Pluspol der Batterie verbunden ist. Dies bewirkt eine gewisse Abschirmung zwischen den Meßbuchsen, so daß im empfindlichsten Bereich bei offenem Eingang 1 pF angezeigt wird. Außerdem sollten Meßbuchsen mit kleinem Durchmesser (2 mm) verwendet werden, um diesen Effekt zu unterstützen. Für die Bereichsumschaltung werden aus Platzgründen Widerstände mit kleinen Abmessungen verwendet (Bezugsquellen teilt die Redaktion auf Anfrage mit).

Abgleich

Die Platine wird bis auf R 1, R 16 und R 27 bestückt. Für diese Widerstände werden Trimmpotis eingelötet, die man vorher auf die angegebenen Werte einstellt.

Zunächst wird die stabilisierte Versorgungsspannung an C 13 gemessen (5 V ± 10 %). Dann wird ein Präzisionskondensator (> 10 nF) mit den Meßbuchsen verbunden und der entsprechende Meßbereich eingeschaltet. Die Referenzspannung des DVM stellen wir mit R 29 auf 100 mV ein (gemessen zwischen Stift 35 und 36 von IC 9).

Für eine optimale Brummunterdrükkung muß die Meßzeit ein Vielfaches der Periodenlänge der Netzfrequenz betragen. Der Meßzyklus wird mit R 27 auf 400 ms (gemessen an Stift 10 von IC 4) eingestellt. Die Rückkippdauer des Monoflops IC 4 wird mit R 16 auf 200 ms (ebenfalls gemessen an Stift 10 von IC 4) gebracht. R 16 und R 27 werden nun durch entsprechende Festwiderstände ersetzt.

Die Anzeige wird mit R 1 auf den genauen Wert gebracht. Das Poti ersetzt man durch einen Metallfilmwiderstand, wobei die Anzeige nicht mehr als ±5 % abweichen sollte. Zum Abschluß der Eichung wird die Anzeige durch R 29 auf den genauen Wert gebracht.

Technische Daten

Meßbereich:	1 pF...20 µF
Anzeigefehler:	± 0,5 % ± 1 Digit
Temperaturkoeffizient:	0,03 %/K
Stromversorgung:	9 V (7,5...12 V)/ 2,5 mA
Eingangsspannungsfestigkeit:	≦ 400 V

Anwendungshinweise

Im empfindlichsten Bereich sollten die Kondensatoren direkt in die Meßbuchsen gesteckt werden, da die Kapazität der Meßschnüre das Ergebnis verfälscht oder Brummeinstreuungen zum Schwanken des Wertes führen können. Kondensatoren können auch in einer

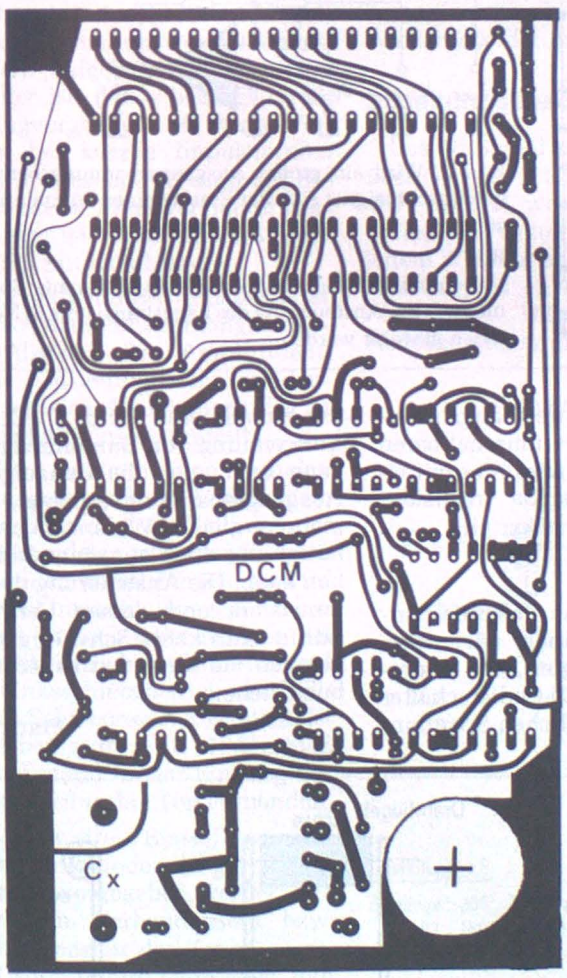


Bild 4. Leiterbahnbild für einen kompakten Aufbau des Gerätes

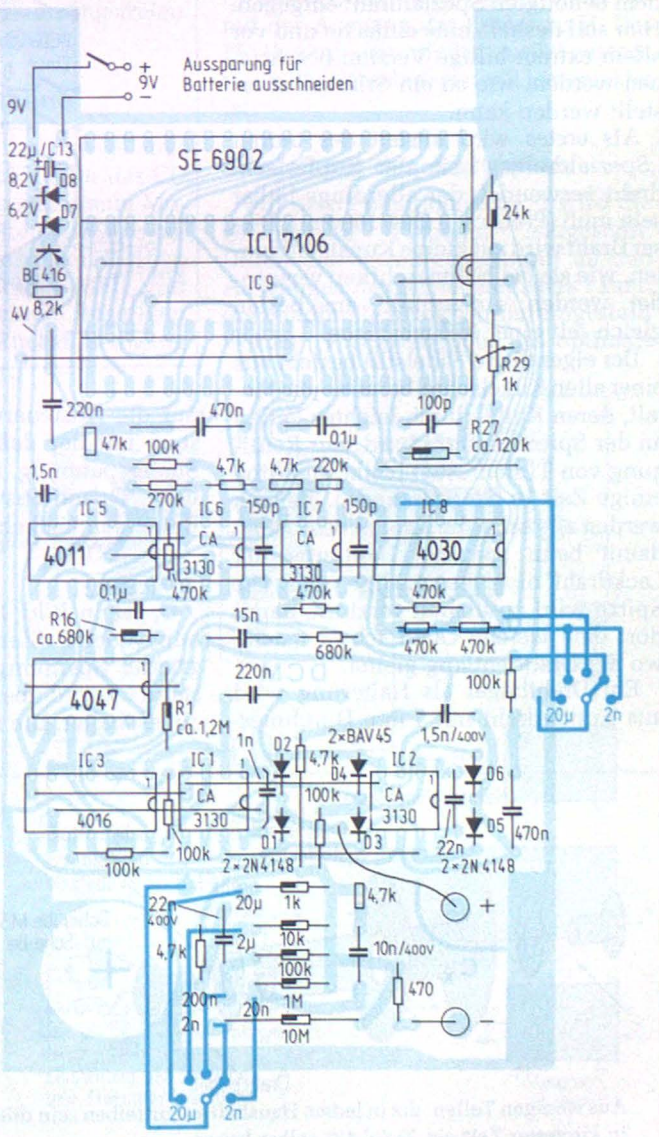


Bild 5.
Bestückungsplan zur Platine in Bild 4

Schaltung gemessen werden, wenn man sie einseitig ablötet und diesen Anschluß mit der Minus-Meßbuchse verbindet. Kondensatoren mit Schluß werden mit Minuszeichen angezeigt. Der Meßwert ist dann allerdings falsch.

Stichworte zum Inhalt

Digitales Kapazitätsmeßgerät, Integrierstufe, Differenzierstufe, automatischer Nullpunktabgleich, ICL 7106, SE 6902.

Einfacher Fädelstift

Die Vorteile der Fädeltechnik sind offensichtlich. Sie ermöglicht, ohne große Probleme auch komplexe Schaltungen zu verdrahten. Den Vorteilen steht aber der hohe Preis von Stift und dem benötigten Spezialdraht entgegen. Hier soll deshalb eine einfache und vor allem extrem billige Version beschrieben werden, wie so ein Stift selbst erstellt werden kann.

Als erstes wird anstatt des teuren „Spezialdrahtes" simpler Kupferlackdraht verwendet, der allerdings lötbar sein muß (Preis ca. 3 DM/1000 m). Dieser Draht wird auf kleine Kunststoffspulen, wie sie bei Nähmaschinen verwendet werden, umgespult; am besten gleich mit einer Nähmaschine.

Der eigentliche Fädelstift besteht aus einer alten Kugelschreibermine aus Metall, deren Kugel durch leichtes Feilen an der Spitze entfernt wird. Zur Reinigung von Tintenresten bleibt die Mine einige Zeit in Spiritus liegen. Danach werden alle scharfen Kanten bearbeitet, damit beim späteren Hantieren der Lackdraht nicht beschädigt wird. Die Spitze wird zusätzlich verzinnt, damit dort eine weiche Oberfläche entsteht, wo der Draht entlang gleitet.

Ein Drahtbügel als Halterung wird aus Kupferdraht mit 1 mm Durchmesser gebogen (*Bild*). Die Kunststoffspule wird nach der Vorlage im Bild montiert. Damit die Achse beim Ablaufen der Drahtrolle etwas gebremst wird, empfiehlt es sich, es mit einem Schaumstoffstück zu verschrauben. Ein weiteres Stück Schaumstoff wird nach dem Einfädeln des Drahtes in die Mine gestopft, damit der Draht nicht im Innern beschädigt wird. Der so entstandene Fädelstift leistet die selben Dienste wie ein fertig gekaufter.

Walter Ludwig

Netzteil mit schaltbarer Ausgangsspannung

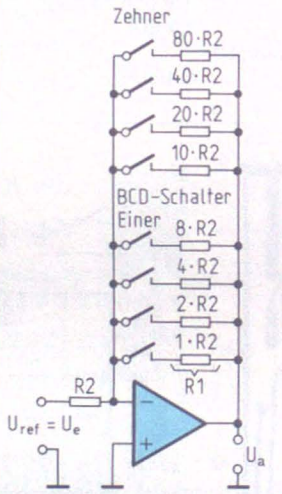
Bei Netzgeräten wird die Ausgangsspannung meist mittels Potentiometer und Anzeigeinstrument eingestellt. Bei Verwendung von Stufenschaltern ist die Ausgangsspannung, abhängig von der Schalterstellung, fest definiert, man kann also auf das Instrument verzichten. Die einzige Schwierigkeit ist dabei nur die Ansteuerung des Längstransistors mit der definiert umschaltbaren Steuerspannung. Das wird hier mit einem Operationsverstäker realisiert. Bei einem Umkehrverstäker gilt

$$U_a = \frac{R1}{R2} \cdot U_e$$

U_e ist in *Bild 1* eine Referenzspannungsquelle (Zenerdiode oder integrierter Spannungsregler), der Widerstand R1 wird über BCD-Codierschalter zugeschaltet. Die möglichen Spannungen sind dabei lediglich von den Grenzdaten der Operationsverstärker abhängig.

Bei einem sehr groß gewünschten Regelbereich empfiehlt es sich, mehrere gleiche Dekaden aufzubauen und anschließend über Summierverstärker mit verschiedenen Vorwiderstandswerten zu addieren (*Bild 2*). Durch die Verwendung von Summierverstärkern kann man auch die Genauigkeit der Ausgangsspannung erhöhen, da man mehrere gleiche Widerstandswerte benötigt und diese aus einer Serie beziehen kann. Die Ansteuerung des Längstransistors und dessen Verschaltung dürfte dann keine Schwierigkeit mehr bereiten, da diese fast in jedem Lehrbuch stehen.

Franz Feuerer



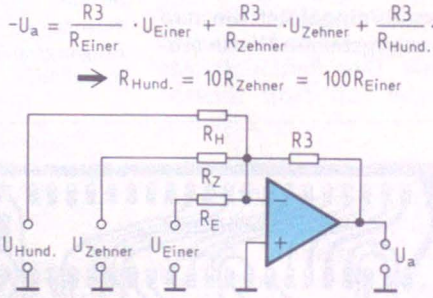
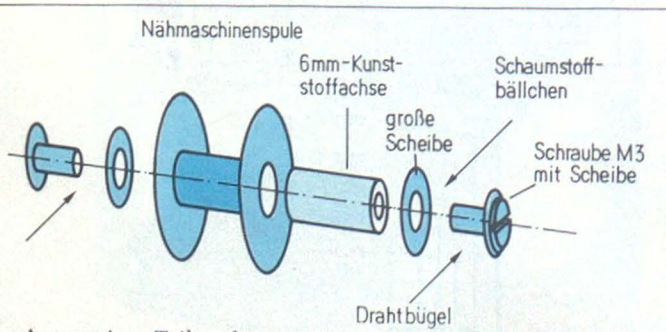
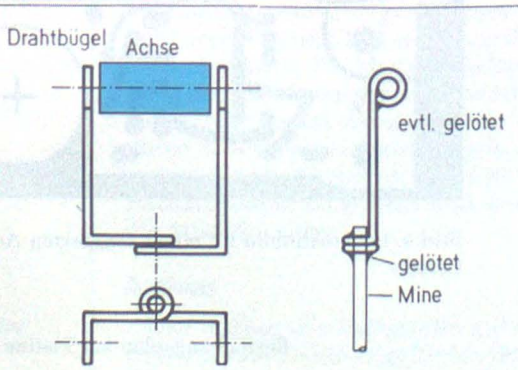


Bild 2. Wird ein großer Ausgangsspannungsbereich gewünscht, eignet sich der Einsatz eines Summierverstärkers

Bild 1.
Mit einem BCD-Schalter kann eine bestimmte Spannung U_a zur Ansteuerung des Längstransistors in Netzteilen gewählt werden





Aus wenigen Teilen, die in jedem Haushalt aufzutreiben sein dürften, läßt sich in kürzester Zeit ein Fädelstift selber bauen

Alfons Ippisch

Tonauswerter mit Tonlängen-Anpassung

Der hier vorgestellte digitale Tonauswerter ermöglicht eine verzerrungsfreie Wiedergabe der Tonlänge oder einer Impulsfolge. Er eignet sich durch seine einstellbare Störunterdrückung u. a. als Fernschreibkonverter, Tonrufauswerter, CW-Filter und für Datenübertragungen für Mikrocomputer.

Tonauswerter und Nf-Filter herkömmlicher Art sind größtenteils mit Spulen oder Operationsverstärkern mit RC-Gliedern aufgebaut. Der Nachteil dieser Filter ist, daß – bedingt durch Einschwingvorgänge – oft starke Verzerrungen bei kurzen Impulsformen auftreten. In diesem Fall muß auf die hohe Güte dieser Filter verzichtet werden, was aber eine schlechtere Störunterdrückung mit sich bringt.

Der hier aufgeführte Tonauswerter arbeitet nach dem Periodenlängenmeßsystem (Abstand der Amplituden). Durch die Einstellung der Periodenlänge ist zugleich die Frequenz des zu empfangenden Tons eingestellt.

Von allen ankommenden Signalen und Störungen wird die Impulslänge gemessen. Überwiegt die Zahl der eingestellten Impulslängen gegenüber den unerwünschten Impulslängen, so wird ein Rechts-/Linksschieberegister mehr nach rechts als nach links getaktet. Bei Rechtsschiebebetrieb wird ein H-Signal und bei Linksschiebebetrieb ein L-Signal in das Schieberegister getaktet. Ist das Schieberegister mit H-Signalen vollgetaktet, dann ist am Eingang des Filters der gewünschte Ton vorhanden.

Durch eine weitere Einstellung kann die Anzahl der Perioden der gewünschten Frequenz vorgegeben werden, die nötig ist, um Vorhandensein bzw. Nichtvorhandensein des Tones zu erkennen. Dadurch wird vermieden, daß der Auswerter auf Störungen anspricht oder bei vorhandenem Signal ausfällt, wenn es kurzzeitig gestört ist.

Bei jeder Impulsfolge werden die fehlenden Perioden, die zum Erkennen des Tones nötig waren, am Ende der Impulsfolge wieder dazugesetzt. Somit kommt es zu einer verzerrungsfreien Wiedergabe der Impulsfolge.

Schaltungsbeschreibung

Das Nf-Signal oder der Ton gelangt über C 1 und R 3 an das Gatter des CD 4011 (*Bild 1*), wo es verstärkt zum Monoflop MFI weitergeleitet wird, das bei jedem Wechsel an A von H auf L einen Nadelimpuls an Monoflop MFII und FFI sendet. Durch einen negativen Nadelimpuls an den Rückstelleingang R des Schieberegisters I wird dieses zurückgestellt und sofort wieder freigegeben. Durch den Taktgeber I mit dem Schmitt-Trigger 74132 wird nun das Schieberegister I mit H-Signalen vollgetaktet, bis es durch einen erneuten Rückstellimpuls zurückgestellt wird. Befindet sich zum Zeitpunkt des Rückstellimpulses am Schieberegisterausgang Q6 ein H- und an Q7 und Q8 ein L-Signal, dann liegt am Eingang D von FFI ein H-Signal. Da der Taktimpuls an diesem Flip-Flop vor dem Rückstellimpuls anliegt, wird das H-Signal vom FF übernommen. Jede Impulslänge am Eingang des Auswerters, die etwa der 6fachen Länge des Taktes von Geber I entspricht, wird durch ein H-Signal am Ausgang Q des FF I angezeigt.

Je nachdem, ob am Schieberegister II an $\overline{S_R}$ und $\overline{S_L}$ H- oder L-Signal liegt, erfolgt Rechts- bzw. Linksschiebebetrieb. Hält der zu empfangende Ton über das FF I das Schieberegister II so lange auf Rechtsschiebebetrieb, bis am Ausgang Q_H anliegt, dann wird das FF II und damit der Ausgang des Filters zu H. Das FF II wird erst wieder zurückgesetzt, wenn das Schieberegister II leergetaktet ist.

Einstellung des Auswerters

Mit dem Potentiometer P 1 wird die gewünschte Frequenz eingestellt. Durch den jeweiligen Abgriff an den Ausgängen des Schieberegisters I kann die Bandbreite in drei Stufen eingestellt werden. P 2 ermöglicht die optimale

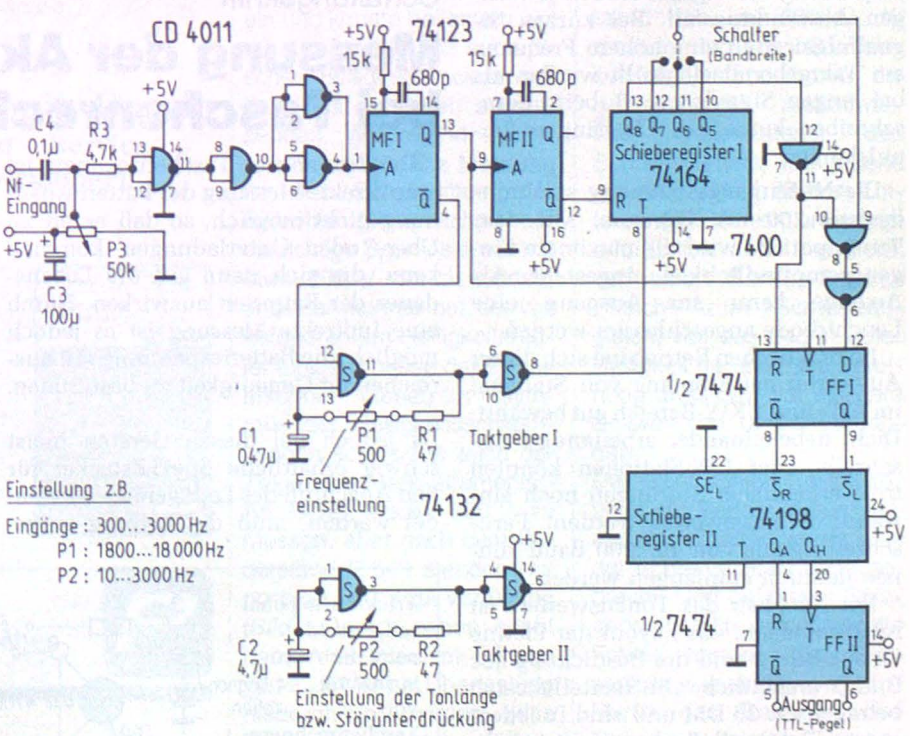


Bild 1. Gesamtschaltung für den variablen Nf-Tonauswerter mit Tonlängen-Anpassung

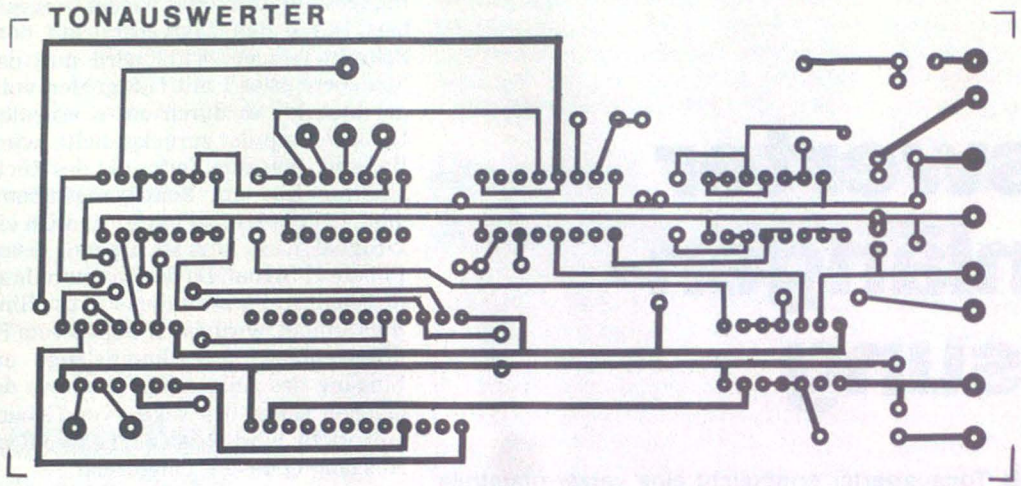


Bild 2.
Platinen-Layout für den Tonauswerter

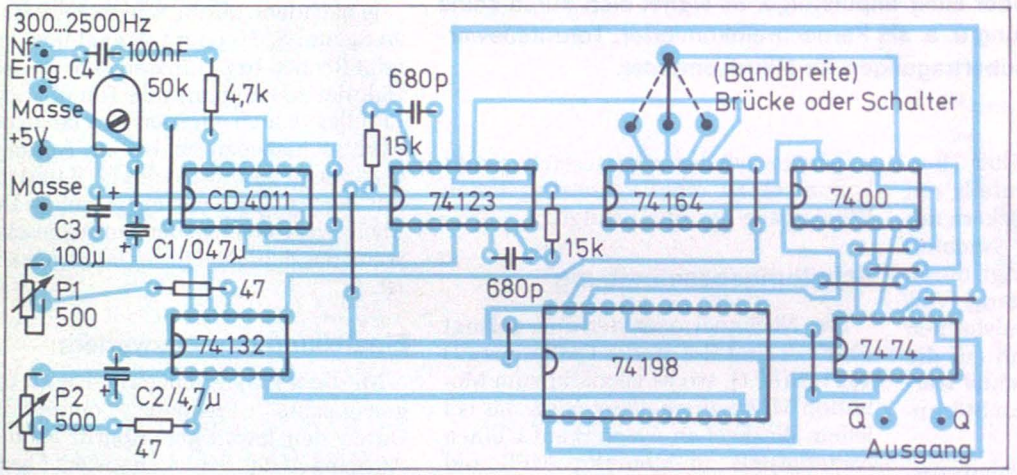


Bild 3.
Bestückungs- und Anschlußplan für die Platine in Bild 2

Anpassung des Signals an den jeweiligen Anwendungsfall. Bei kurzen Signalfolgen muß eine höhere Frequenz am Taktgeber II eingestllt werden als bei langen Signalen, z. B. beim Fernschreiben kurze, bei CW längere Impulslängen.

Die Nf-Eingangsspannung soll mindestens 200 mV betragen. Mit dem Trimmpoti P3 wird die maximale Eingangsempfindlichkeit eingestellt. Als Anzeige kann am Ausgang eine Leuchtdiode angeschlossen werden.

Im praktischen Betrieb hat sich dieser Auswerter bei Empfang von Signalen im KW- und UKW-Bereich gut bewährt. Dicht nebeneinander arbeitende Fernschreib- oder CW-Stationen konnten trotz erheblicher Störungen noch einwandfrei ausgewertet werden. Fernschreibsignale von 45...600 Baud können dadurch empfangen werden.

Der Nachbau des Tonauswerters ist relativ einfach, das Layout der Platine ist aus *Bild 2* und die Bestückung aus *Bild 3* ersichtlich. Die Bauteilekosten betragen ca. 25 DM und sind in jedem guten Elektronik-Fachgeschäft erhältlich.

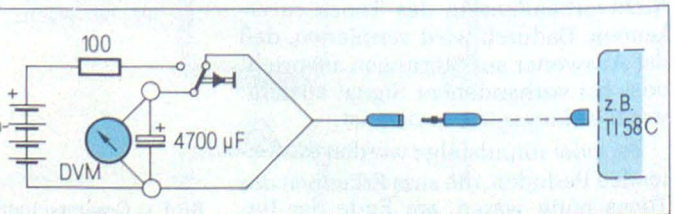
Schaltungskniff

Messung der Akkuspannung bei Taschenrechnern

Bei den meisten Taschenrechnern ist eine direkte Messung der Batteriespannung nicht möglich, so daß es oft zu Über- oder Unterladungen kommen kann, die sich dann auf die Lebensdauer der Batterien auswirken. Durch eine indirekte Messung ist es jedoch möglich, die Batteriespannung mit ausreichender Genauigkeit zu bestimmen.

Da jedoch bei diesen Geräten meist schwer erhältliche Spezialstecker für den Anschluß des Ladegerätes verwendet werden, muß die Leitung aufgetrennt und eine Kupplung mit Stecker eingebaut werden.

Das einfache Meßgerät (*Bild*) besteht aus einer Batterie (vier Mignonzellen), durch die über einen Druckknopftaster ein Kondensator aufgeladen wird. Nach dem Abschalten der Batterie wird der Kondensator rasch bis auf die zu messende Akkuspannung entladen, die gut abzulesen ist, da die weitere Entladung durch das hochohmige Voltmeter (DVM) sowie die Selbstentladung des Kondensators nur sehr langsam vor sich geht.

Karl Strnad

Trickreiche Schaltung zur Messung der Akkuspannung von 4 Mignonzellen Taschenrechnern